

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

**О. Г. ВАСИЛЬЄВ, С. О. ГАВРИЛОВ,
С. І. ОЛЬШЕВСЬКИЙ**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до лабораторних робіт з дисципліни
"Системи керування електроприводами"**

Рекомендовано Методичною радою НУК

Електронне видання
комбінованого використання на DVD-ROM



МИКОЛАЇВ • НУК • 2016

УДК 681.51(076)
ББК 31.291я73
В 19

Автори:

О. Г. Васильєв, канд. техн. наук, доцент;
С. О. Гаврилов, канд. техн. наук, доцент;
С. І. Ольшевський, асистент

Рецензент А. А. Ставинський, д-р техн. наук, професор

Васильєв О. Г.

В19 Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни
"Системи керування електроприводами" / О. Г. Васильєв, С. О. Гаври-
лов, С. І. Ольшевський. – Миколаїв : НУК, 2016. – 60 с.

Розглянуто питання будови та модельного проектування сучасних
систем керування електроприводів змінного струму в середовищі
MATLAB-Simulink.

Призначено для студентів денної і заочної форм навчання спеціаль-
ностей 6.05070204 "Електромеханічні системи автоматизації та електропри-
вод", 6.05070202 "Електричні системи і комплекси транспортних засобів".

УДК 681.51(076)

ББК 31.291я73

Навчальне видання

ВАСИЛЬЄВ Олександр Григорович
ГАВРИЛОВ Сергій Олексійович
ОЛЬШЕВСЬКИЙ Сергій Іванович

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до лабораторних робіт з дисципліни
"Системи керування електроприводами"**

Комп'ютерне верстання *А. Й. Лихіна*
Коректор *М. О. Паненко*

© Васильєв О. Г., Гаврилов С. О.,
Ольшевський С. І., 2016

© Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова, 2016

Формат 60×84/16. Ум. друк. арк. 3,4. Об'єм даних 10170 кб. Тираж 15 прим.
Вид. № 49. Зам. № 92.

Видавець і виготовник Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
просп. Героїв Сталінграда, 9, м. Миколаїв, 54025, e-mail : publishing@nuos.edu.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2506 від 25.05.2006 р.

ВСТУП

Дані методичні вказівки присвячено моделюванню систем керування електроприводів у середовищі MATLAB-Simulink. Використання сучасних комп'ютерних технологій у вивченні дисципліни студентом і в проектуванні систем керування електроприводів інженером вимагає насамперед знання процесів, що протікають у системі, і математичних методів дослідження цих процесів.

Метою лабораторних робіт з курсу є вивчення основ функціонування як окремих елементів, так і в цілому систем керування електроприводів змінного струму і проектування цих систем у середовищі MATLAB-Simulink. Поставлена мета досягається послідовним викладанням наступних питань:

1. Моделювання мостового широтно-імпульсного перетворювача з почерговим законом керування в усталених режимах (Лабораторна робота № 1).

2. Моделювання системи з автономним інвертором (Лабораторна робота № 2).

3. Побудова асинхронного електропривода з частотним керуванням (Лабораторна робота № 3).

4. Дослідження частотно-струмового електропривода зі скалярним керуванням (Лабораторна робота № 4).

5. Побудова частотного електропривода з векторним керуванням (Лабораторна робота № 5).

6. Побудова електропривода на базі вентильного двигуна (Лабораторна робота № 6).

Кожна з перерахованих лабораторних робіт містить теоретичну частину, підкріплену практичними моделями. При цьому студенту рекомендується самому реалізувати модель згідно опису.

Лабораторна робота № 1

Моделювання мостового широтно-імпульсного перетворювача з почерговим законом керування в усталених режимах

Мета роботи: дослідити роботу мостового широтно-імпульсного перетворювача з почерговим законом керування.

Модель для дослідження мостового широтно-імпульсного перетворювача (ШІП) з почерговим законом керування представлена на рис. 1.1. Вона містить:

- джерело постійної напруги ($U = 240 \text{ В}$);
- активно-індуктивне навантаження (R, L);
- керувану протиЕРС в колі навантаження (Controlled Voltage Source);
- блок Multimeter для вимірювання струмів та навантажень в схемі;
- блок для вимірювання середнього значення струму живлення (Fourier I(0));
- блок для вимірювання середнього значення струму навантаження (Fourier I(0));
- блок для вимірювання середнього значення напруги на навантаженні (Fourier U(0));
- блок для вимірювання середнього значення струму силового напівпровідникового модуля (Fourier T(0));
- блок для вимірювання діючого значення струму силового напівпровідникового модуля (RMS T);
- цифровий дисплей;
- блок для запису та подальшої обробки електромагнітних процесів (To Workspace);
- бібліотечний блок керування ШІП (Control system), що реалізує почергове керування;
- блоки Mux і Demux для збору та розподілу сигналів.

Вікно налаштування параметрів транзисторного ШІП показано на рис. 1.2.

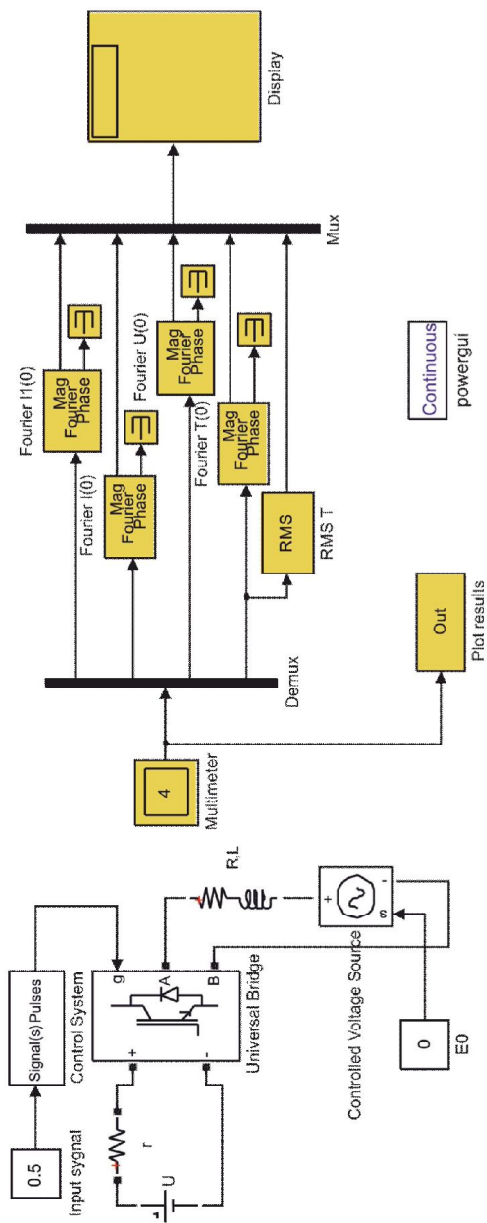


Рис. 1.1.1. Віртуальна модель мостового ШПП

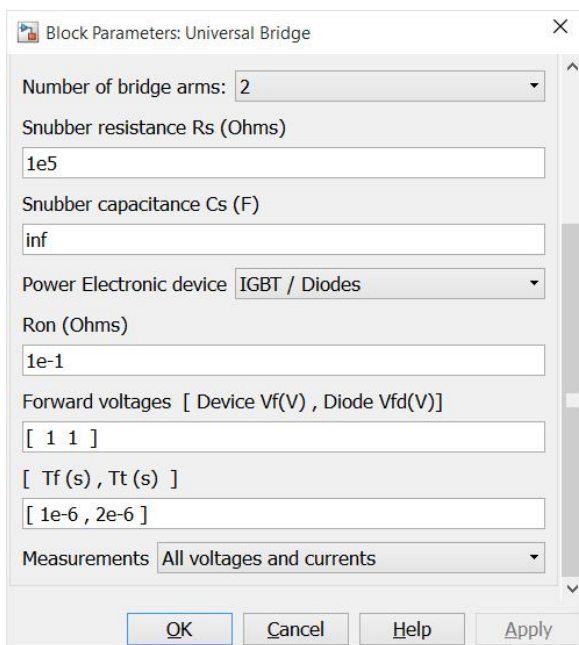


Рис. 1.2. Вікно налаштування параметрів транзисторного ШПП

У полях налаштування задано:

- кількість плечей моста (2) в полі Number of bridge arms;
- параметри демпфувальних кіл (Snubber resistance, Snubber capacitance);
- тип напівпровідникових пристроїв в універсальному мості (Power Electronic device);
- динамічний опір напівпровідникового модуля у відкритому стані (Ron, Ohms);
- порогова напруга на транзисторі та діоді модуля у відкритому стані (Forward voltage, V);
- час спадання і час затягування (хвоста) вимкнення (Tf, Tt).

У полі Measurement вибрані величини, які вимірюються блоком Multimetr.

Бібліотечний блок керування (Control system) показано на рис. 1.3.

У вікнах налаштування параметрів блока задається кількість плечей моста (2) та частота ГПН ($f_0 = 500$ Гц).

У вікнах налаштування параметрів блоків Fourier I1(0), Fourier I(0), Fourier U(0), Fourier T(0) встановлюється частота, рівна частоті напруги ГПН (500 Гц), та номер нульової гармоніки. В полі вікна блока для вимірювання діючого струму в напівпровідниковому модулі (RMS T) вводиться частота, на якій проводяться вимірювання (в даному випадку – це частота ГПН).

Дослідження регулювальної, зовнішньої, енергетичної і електромагнітної характеристик мостового ШПП при роботі на активно-індуктивне навантаження з протиЕРС проводиться на віртуальній установці (див. рис. 1.1).

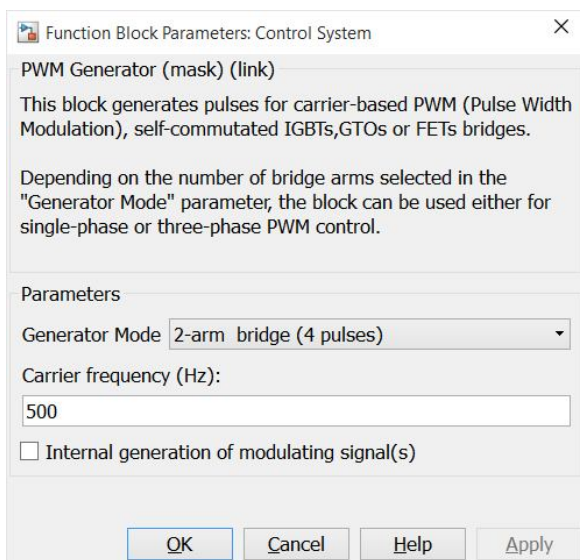


Рис. 1.3. Бібліотечний блок керування ШПП (Control system)

При знятті регулювальної характеристики параметри навантаження залишаються без змін, змінюється напруга керування від 0 до 1 В. При цьому моделювання проводиться для кожного значення напруги керування. При знятті зовнішньої, енергетичної та електромагнітної характеристик параметри навантаження R, L залишаються без змін, змінюється протиЕРС від 240 до 0 В.

У блоці Display вимірювані величини представлені в наступній послідовності:

- середній струм живлення;
- середній струм навантаження;
- середня напруга на навантаженні;
- середній струм у силовому напівпровідниковому модулі;
- діючий струм у силовому напівпровідниковому модулі.

Вікно налаштування параметрів блока Multimeter показано на рис. 1.4. У праве поле поміщені змінні, що належать вимірюванню. При цьому важлива послідовність, в якій ці змінні поміщені в праве поле. В такій же послідовності вони представлені на виході блока Demux (див. рис. 1.1).

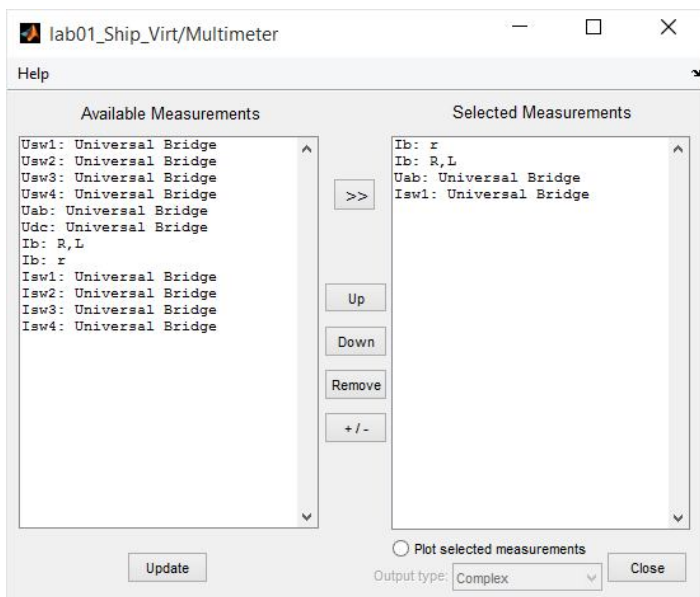


Рис. 1.4. Вікно налаштування параметрів блока Multimeter

Миттєві значення вимірюваних блоком змінних можна спостерігати в графічному вікні MATLAB (рис. 1.5) при виконанні програми (лістинг 1.1).

Лістинг 1.1

```
I1=Out(:,1);
I0=Out(:,2);
U0=Out(:,3);
IT=Out(:,4);
t=0:1e-5:499e-5;
subplot(3,1,1);
plot(t,U0);
grid on;
title('Load voltage');
subplot(3,1,2);
plot(t,I1,t,I0);
text(0.3e-3,180,'Transistir current');
grid on;
title('Source current,Load current');
subplot(3,1,3);
plot(t,IT),grid on;
title('Transistir current')
xlabel('Time (s)');
```

За результатами моделювання розраховуються та будуються основні характеристики ШПП:

- регулювальна характеристика ШПП $U_H = f(u_y)$ (рис. 1.6);
- зовнішня характеристика ШПП $U_H = f(I_H)$ (рис. 1.7);
- енергетичні характеристики ШПП $P_1, P_H = f(I_H)$ (рис. 1.8);
- електромагнітні характеристики $I_1, I_{T0}, I_T(\text{RMS}) = f(I_H)$ (рис. 1.9).

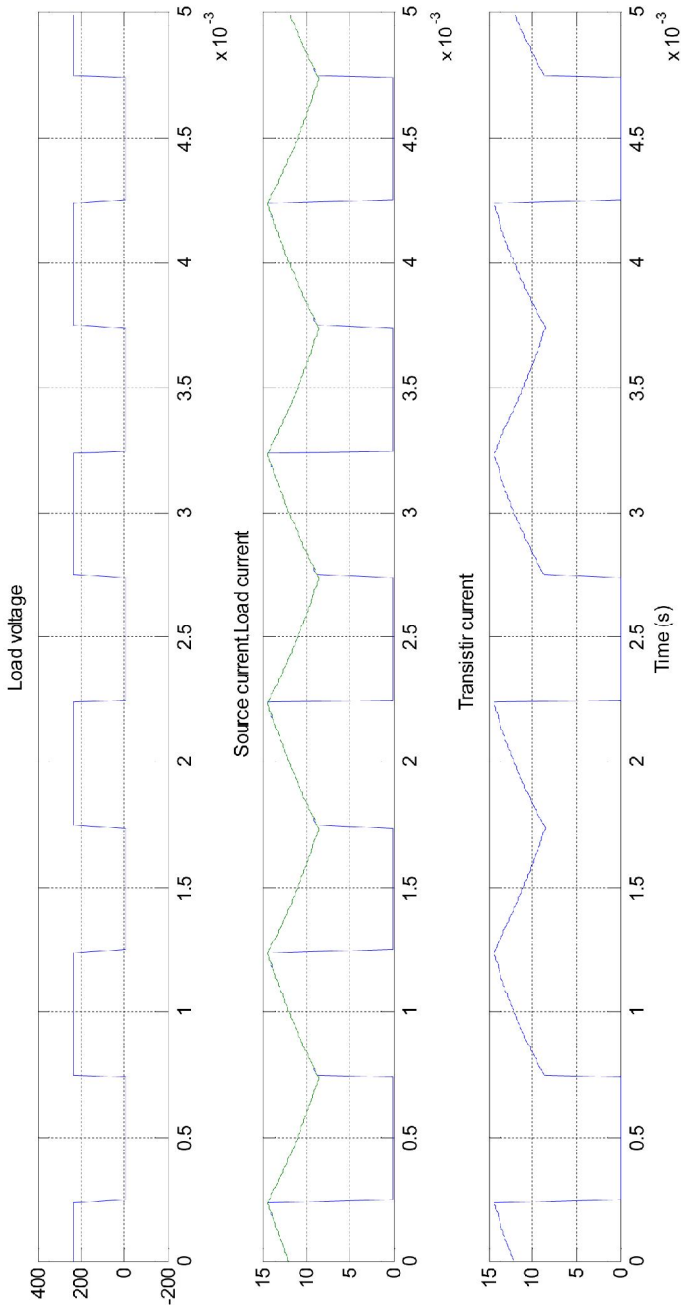


Рис. 1.5. Електромагнітні процеси в ШПІ

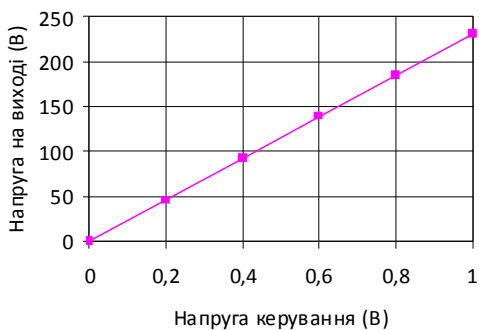


Рис. 1.6. Регулювальна характеристика ШП $U_H = f(u_y)$

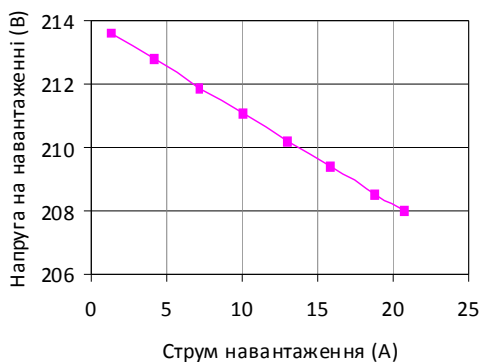


Рис. 1.7. Зовнішня характеристика ШП $U_H = f(I_H)$

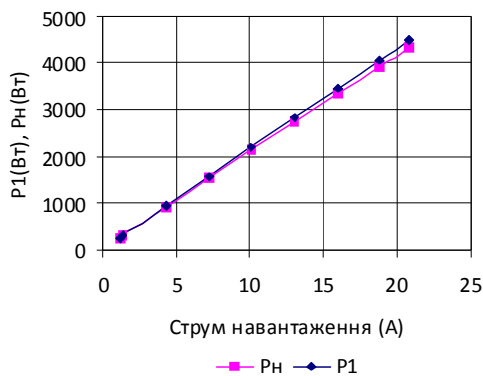


Рис. 1.8. Енергетичні характеристики ШП $P_1, P_H = f(I_H)$

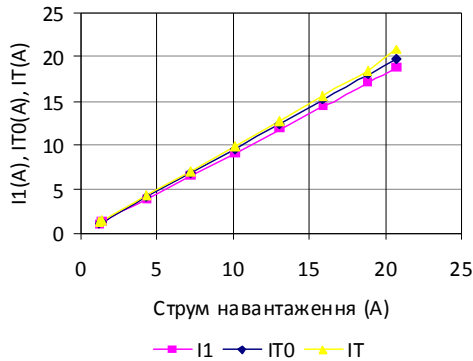


Рис. 1.9. Електромагнітні характеристики I_1 , $IT(RMS)$, $IT_0 = f(I_n)$

Питання для підготовки до захисту

1. Типи силових напівпровідникових перетворювачів.
2. Регульовальні, енергетичні та електромагнітні характеристики ШПП.
3. Перетворювачі постійної напруги.
4. Способи керування ШПП.
5. ШПП із симетричним законом керування. Функціональна схема ШПП із симетричним законом керування.
6. Переваги та недоліки симетричного способу керування мостовим ШПП.
7. Схема керування ШПП при несиметричному керуванні.
8. Мостовий широтно-імпульсний перетворювач з почерговим законом керування.
9. Моделювання ШПП з почерговим керуванням.

Лабораторна робота № 2

Моделювання системи з автономним інвертором

Мета роботи: дослідити роботу трифазного інвертора з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією.

Модель трифазного інвертора з синусоїдальною ШІМ показана на рис. 2.1.

Параметри моделі: напруга живлення $U = 540$ В, інвертор (Universal Bridge) – трифазний міст на IGBT транзисторах, частота модулювальної напруги – $f = 25$ Гц, коефіцієнт модуляції $m = 0,9$, параметри навантаження – $L = 0,1$ Гн, $R = 10$ Ом, час моделювання – $0,5$ с, шаг моделювання – $0,1$ мс.

Програмоване джерело, вікно налаштування якого показане на рис. 2.2, призначене для зміни навантаження інвертора при моделюванні.

Вимірювальна частина моделі містить 5 блоків (див. рис. 2.1). Блоком Multimeter вимірюються миттєві значення струму навантаження, напруги навантаження, струму в колі живлення і струму в напівпровідниковому ключі інвертора. Блок Powergui служить для спектрального аналізу миттєвого струму та напруги навантаження, зафіксованих блоком Scope. Блок To Workspace служить для запису в робочий простір MATLAB величин, вимірюваних блоком Subsystem. Зміст блоку Subsystem представлено на рис. 2.3.

У цьому блоці послідовно вимірюються:

- амплітуда першої гармоніки струму навантаження;
- фаза першої гармоніки струму навантаження;
- амплітуда першої гармоніки напруги навантаження;
- середній струм живлення інвертора;
- середній та ефективний струми в напівпровідниковому ключі інвертора;
- миттєві струм і напруга навантаження.

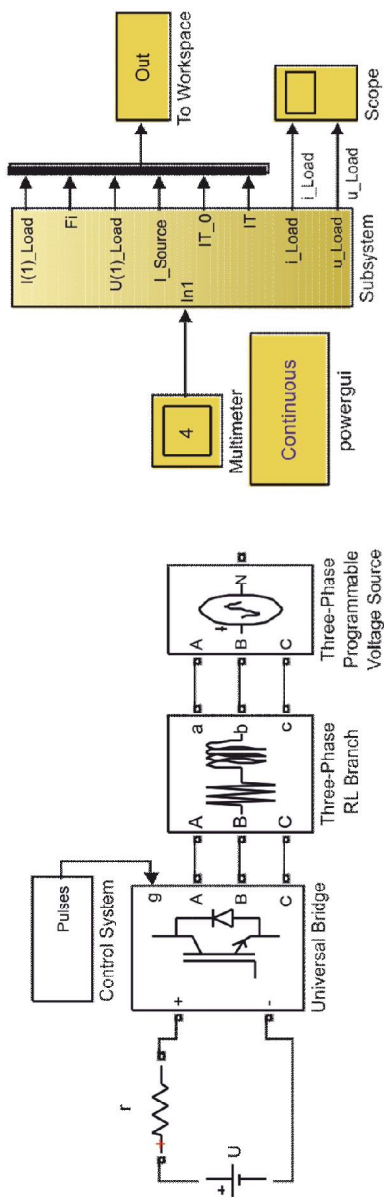


Рис. 2.1. Модель трифазного інвертора з синусоїдальною ШІМ

Block Parameters: Three-Phase Programmable Voltage Source

Note: For "Phasor simulation", frequency variation and harmonic injection are not allowed. Specify Order = 1 and Seq=1,2 or 0 to inject additional fundamental components A and B in any sequence.

Parameters Load Flow

Positive-sequence: [Amplitude(Vrms Ph-Ph) Phase(deg.) Freq. (Hz)]
 [380 0 25]

Time variation of: Amplitude

Type of variation: Ramp

Rate of change (pu/s, deg/s or Hz/s):
 -4

Variation timing (s) : [Start End]
 [0 0.4]

☐ Fundamental and/or Harmonic generation:

OK Cancel Help Apply

Рис. 2.2. Програмоване джерело в навантаженні АІН

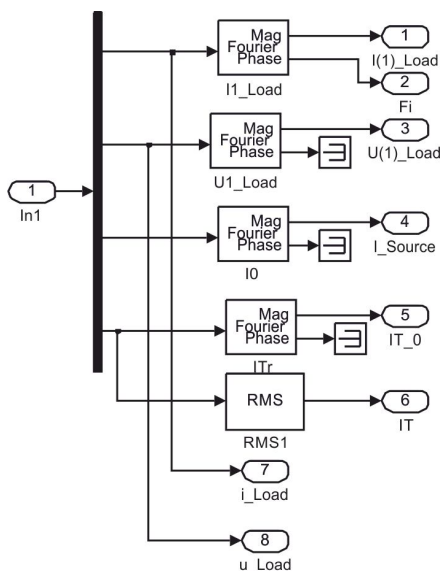


Рис. 2.3. Вимірювальна частина моделі

Для побудови основних характеристик служить програма, представлена в лістингу 2.1. Ці характеристики показані на рис. 2.4.

Лістинг 2.1

```
I1Load=Out(:,1);
Fi=Out(:,2);
U1Load=Out(:,3);
ISource=Out(:,4);
IT0=Out(:,5);
IT=Out(:,6);
S11=(1.73*U1Load.*I1Load)/2;
P11=S11.*cos(Fi*pi/180);
Q11=S11.*sin(-Fi*pi/180);
subplot(3,1,1);
plot(I1Load,U1Load);
grid on;
ylabel('U Load (V)');
subplot(3,1,2);
plot(I1Load,ISource,I1Load,IT0,I1Load,IT);
grid on;
ylabel('I Source,IT0,IT (A)');
subplot(3,1,3);
plot(I1Load,S11,I1Load,P11);
grid on;
xlabel('Load current (A)');
ylabel('S1 (VA), P1 (Wt)');
```

Лінійна напруга на виході інвертора та її спектр представлені на рис. 2.5. Струм на виході інвертора та його спектр зображені на рис. 2.6.

Зараз автономні інвертори все частіше використовуються в системах електроживлення як активні випрямлячі, активні фільтри, компенсатори реактивної потужності і т. д. У всіх цих пристроях інвертор з однієї сторони приєднаний до джерела змінної напруги, а з іншої – до джерела постійної напруги.

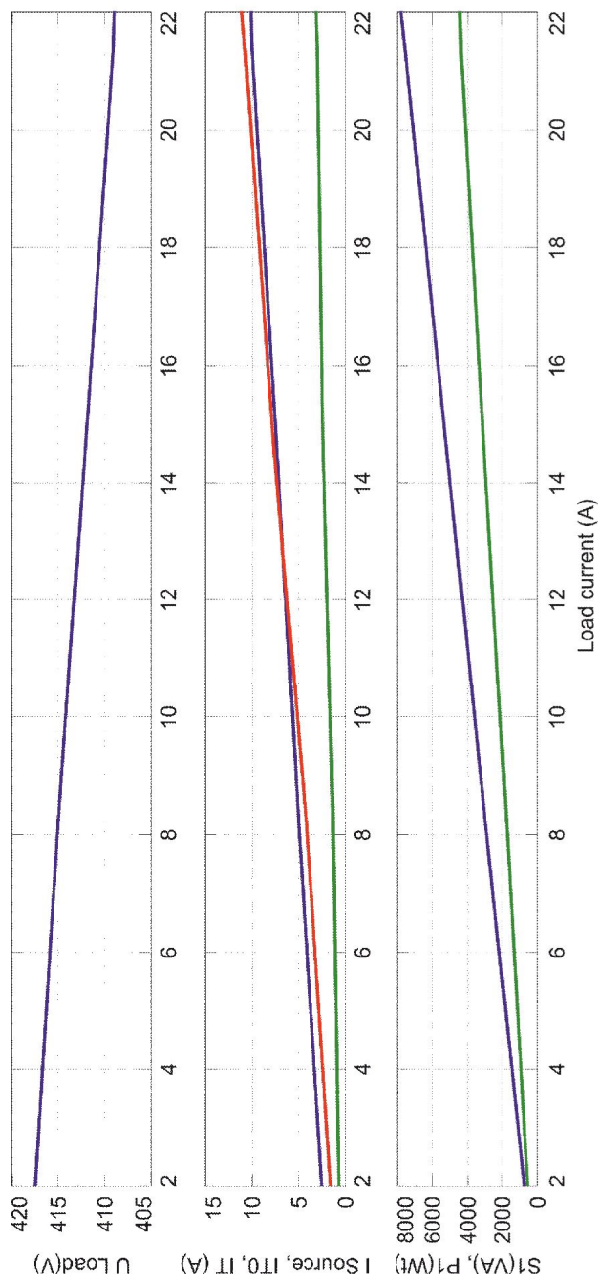


Рис. 2.4. Основні характеристики інвертора

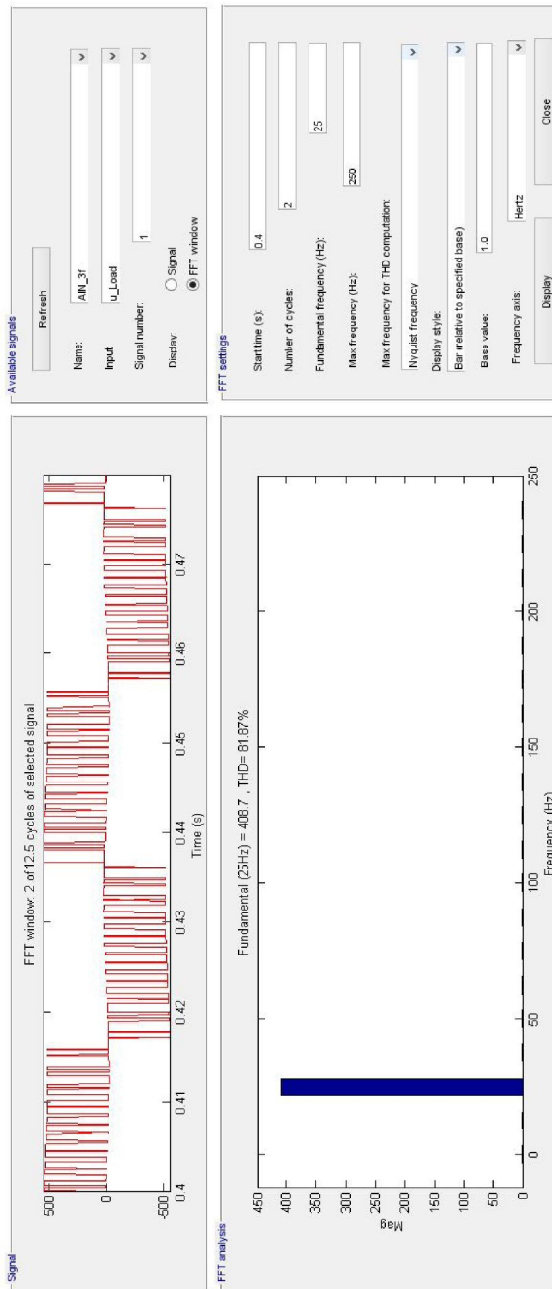


Рис. 2.5. Спектр вихідної напруги інвертора

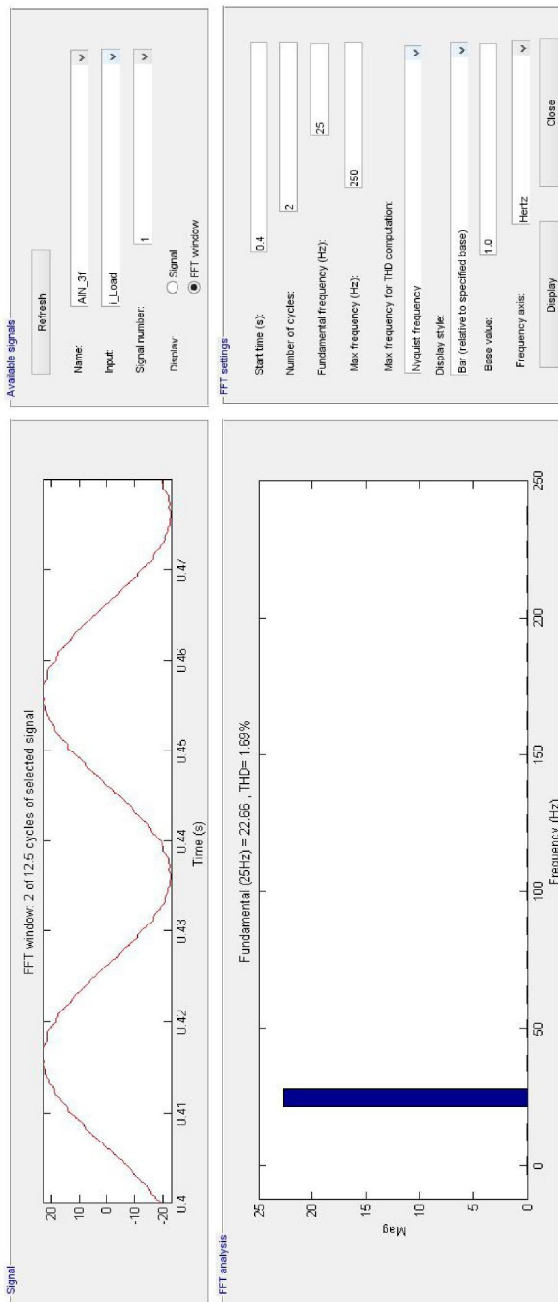


Рис. 2.6. Спектр струму на виході інвертора

Питання для підготовки до захисту

1. Способи широтно-імпульсної модуляції в автономних інверторах.
2. Автономний інвертор з ШПР на частоті повторення.
3. Автономний інвертор з ШПР на несучій частоті.
4. Основні характеристики інверторів.
5. Трифазний інвертор із синусоїдальною ШІМ.

Лабораторна робота № 3

Побудова асинхронного електропривода з частотним керуванням

Мета роботи: дослідити роботу асинхронного електропривода з частотним керуванням.

Математичний опис асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором (АКЗ) у системі координат, що обертається, сумісний з вектором напруги [1], є основою для синтезу асинхронних систем з частотними способами керування.

У системі координат, що обертається з відносною кутовою швидкістю з дійсною віссю x і мнімою віссю y , узагальнена система рівнянь АКЗ в операторній формі запишеться у вигляді [1]:

$$u_{sx} = r(1 + T'_S s)i_{sx} - \omega_k L'_S i_{sy} - \frac{k_R}{\hat{T}_R} \psi_{Rx} - k_R \rho \omega_m \psi_{Ry},$$

$$u_{sy} = r(1 + T'_S s)i_{sy} - \omega_k L'_S i_{sx} - \frac{k_R}{\hat{T}_R} \psi_{Ry} - k_R \rho \omega_m \psi_{Rx},$$

$$0 = -k_R R_R i_{sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + S \psi_{Rx} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Ry},$$

$$0 = -k_R R_R i_{sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + S \psi_{Ry} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Rx}, \quad (3.1)$$

$$m = 1,5 \rho k_R (\psi_{Rx} i_{sy} - \psi_{Ry} i_{sx}),$$

$$Js \omega_m = M - M_H.$$

Структурна схема АКЗ та її модель залежать від вибору базового вектора, який визначає швидкість обертання координат. За базовий вектор приймається той, який при аналізі суміщається з однією з осей системи координат.

Якщо за базовий вектор прийняти вектор \bar{u}_s , то система координат буде обертатися зі швидкістю ω_1 , яка дорівнює кутовій частоті напруги живлення. Крім того, якщо сумістити вектор \bar{u}_s з віссю x системи координат, що обертається, то в рівняннях (3.1) слід прийняти $u_{sx} = U_1$, $u_{sy} = 0$:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= r(1 + T'_s s)i_{sx} - \omega_1 L'_s i_{sy} - \frac{k_R}{\hat{T}_R} \psi_{Rx} - k_R \rho \omega_m \psi_{Ry}, \\
 0 &= r(1 + T'_s s)i_{sy} - \omega_1 L'_s i_{sx} - \frac{k_R}{\hat{T}_R} \psi_{Ry} - k_R \rho \omega_m \psi_{Rx}, \\
 0 &= -k_R R_R i_{sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + S \psi_{Rx} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Ry}, \\
 0 &= -k_R R_R i_{sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + S \psi_{Ry} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Rx}, \\
 m &= 1,5 \rho k_R (\psi_{Rx} i_{sy} - \psi_{Ry} i_{sx}), \\
 J s \omega_m &= M - M_H.
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Модель, побудована за рівняннями (3.2), представлена на рис. 3.1, а перехідні процеси в ній – на рис. 3.2. У цій моделі напруга живлення і частота, будучи змінними режиму, можуть змінюватися незалежно одна від одної.

Для моделювання оберемо електродвигун 20HP (15 кВт) з бібліотеки Sim Power System з наступними паспортними даними та параметрами: $U_{AB} = 400$ В, $f = 50$ Гц, $R_S = 0,2147$ Ом, $R_R = 0,2205$ Ом, $L_S = L_R = 0,06518$ Гн, $L_m = 0,06419$ Гн, $J = 0,102$ кг·м², $p = 2$. Коефіцієнти, необхідні для моделювання рівнянь (3.2), поміщені в табл. 3.1.

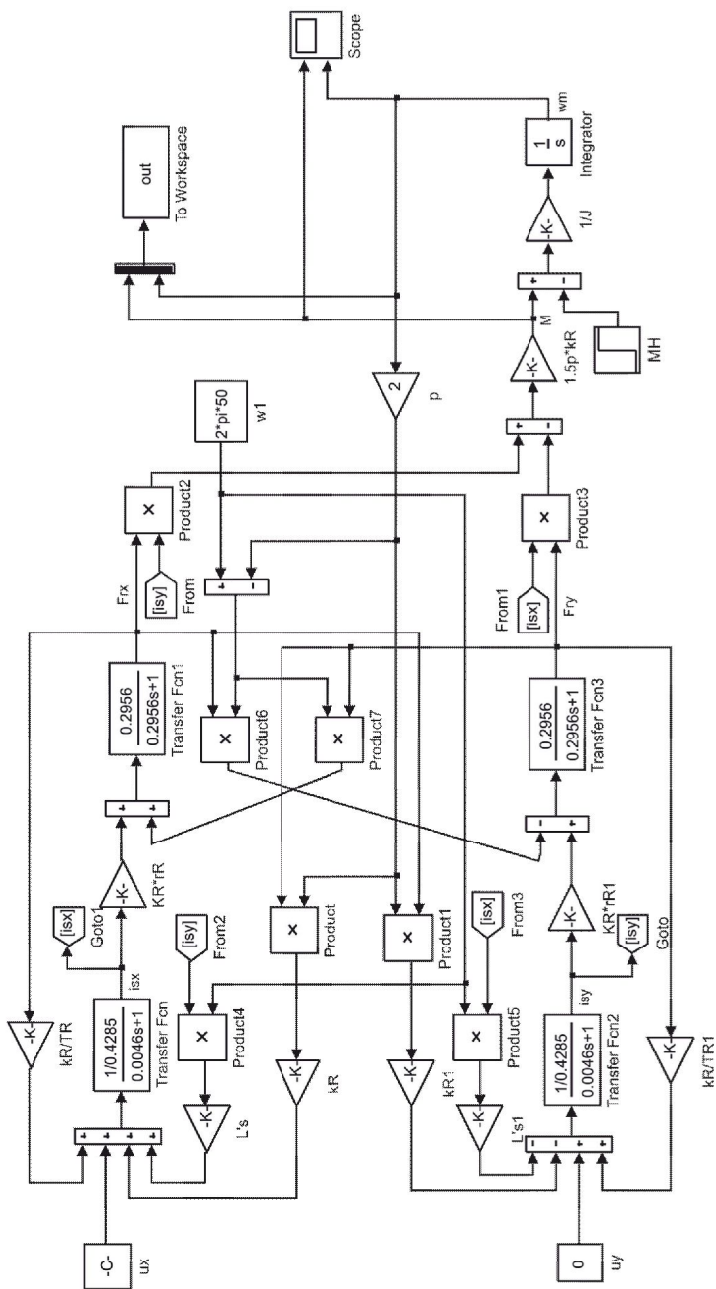


Рис. 3.1. Модель АКЗ в обертвовій системі координат з базовим вектором напруги

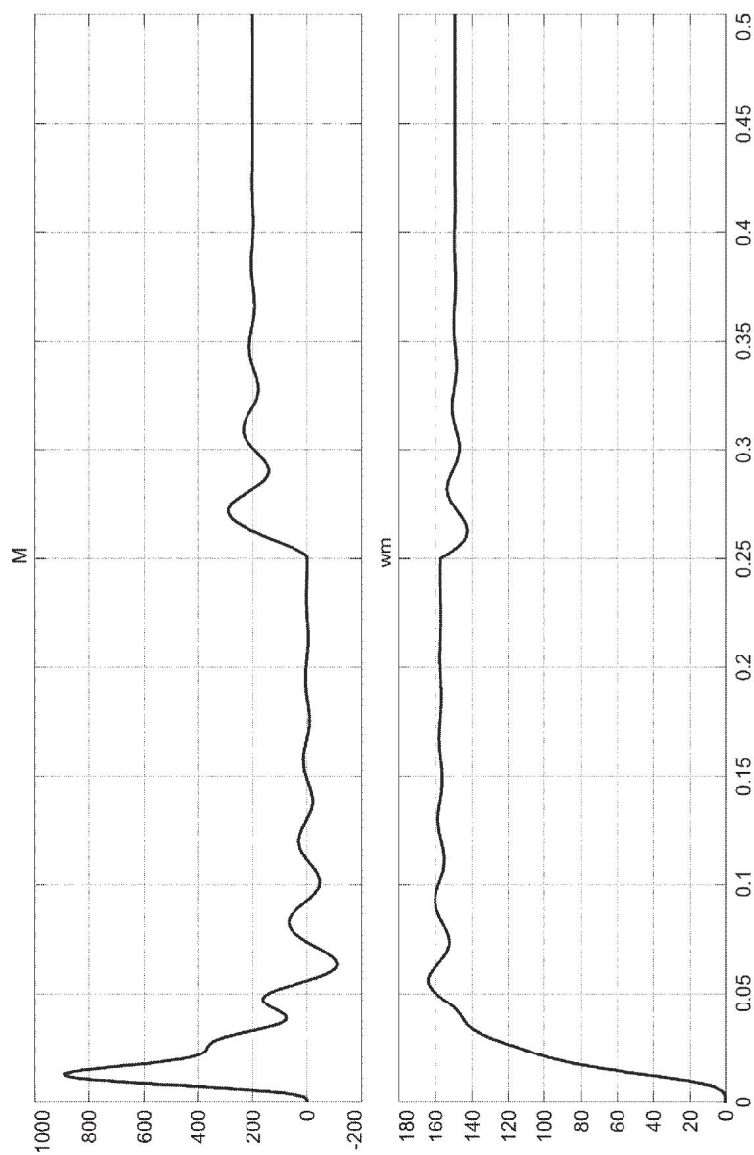


Рис. 3.2. Перехідні процеси в АКЗ при пуску та накиді навантаження

Таблиця 3.1. Вихідні дані для моделювання

Коефіцієнти	r	T'_S	T_R	k_R	L'_S
Одиниці виміру	Ом	с	с		Гн
Значення	0,4285	0,0046	0,2956	0,9848	0,00196

Оскільки результати моделювання в нерухомій і обертовій системах координат для АКЗ подібні [1], то для аналізу електричної машини вибір системи координат не важливий. Однак для синтезу замкнених систем вибір системи координат є вирішальним.

Ця обставина особливо проявляється при синтезі параметрів регуляторів та при моделюванні всієї системи в пакеті Simulink, оскільки при вирішенні задач у цьому пакеті існують обмеження, які можна обійти тільки при правильному виборі системи координат.

Математичний опис АКЗ, наведений вище, справедливий для випадку живлення машини від джерела напруги. Таким джерелом може бути мережа або автономний інвертор напруги, який у замкнених системах виконує функцію силового регулятора.

Асинхронні системи з частотним керуванням будуються як розімкнені, які підтримують задане співвідношення між частотою і напругою, так і замкнені.

Якщо момент навантаження відомий, то можна визначити необхідне співвідношення напруги і частоти. Розглянемо три класичні види навантажень та відповідні їм співвідношення:

$$M_H = \text{const}, P_H = M_H \omega_m = \text{const}, M_H = k \omega_m^2.$$

$$\left(\frac{U_S}{\omega_k} = \text{const} \right), \left(\frac{U_S}{\sqrt{\omega_k}} = \text{const} \right), \left(\frac{U_S}{\omega_k} = \text{const} \right). \quad (3.3)$$

Функціональна схема розімкненої системи частотного керування АКЗ представлена на рис. 3.3. Функціональний перетворювач (ФП) реалізує одну із залежностей (3.3), що визначається характером навантаження. Напівпровідниковий перетворювач (НП) містить автономний інвертор та його систему керування, задатчик інтенсивності (ЗІ) формує повільно наростаючий сигнал.

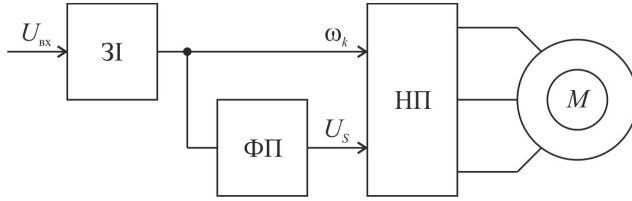


Рис. 3.3. Функціональна схема розімкненої асинхронної системи з частотним керуванням

Основні закони частотного керування АКЗ у замкнених системах [1]:

$$\begin{aligned}
 1. \quad \frac{U_S}{\omega_k} &= \text{const.} & 2. \quad \frac{E_S}{\omega_k} &= \psi_S = \text{const.} \\
 3. \quad \frac{E_m}{\omega_k} &= \psi_m = \text{const.} & 4. \quad \frac{E_R}{\omega_k} &= \psi_R = \text{const.}
 \end{aligned}$$

Вирази для моменту для перерахованих законів керування:

$$\begin{aligned}
 1. \quad M &= \frac{\left(\frac{U_S}{\omega_k}\right) \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{S\sigma} + X_{R\sigma})^2 + \left(R_S + \frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} & 2. \quad M &= \frac{\psi_S^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{S\sigma} + X_{R\sigma})^2 + \left(R_S + \frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} \\
 3. \quad M &= \frac{\psi_m^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{S\sigma})^2 + \left(R_S + \frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} & 4. \quad M &= \frac{\psi_m^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{\left(R_S + \frac{R_R}{\beta_k}\right)^2}
 \end{aligned}$$

Механічні характеристики замкнених систем з АКЗ для всіх чотирьох законів керування представлені на рис. 3.4.

Реалізація сталості потокозчеплення потребує застосування негативного зворотного зв'язку за відповідною ЕРС. Функціональна схема таких систем представлена на рис. 3.5. У цій системі реалізовано зворотний зв'язок за швидкістю з регулятором швидкості (РШ).

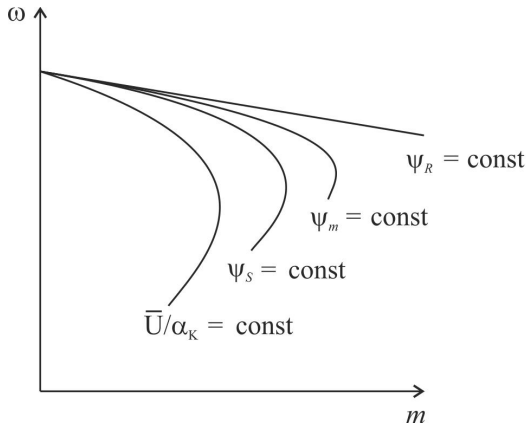


Рис. 3.4. Механічні характеристики АКЗ при різних законах керування

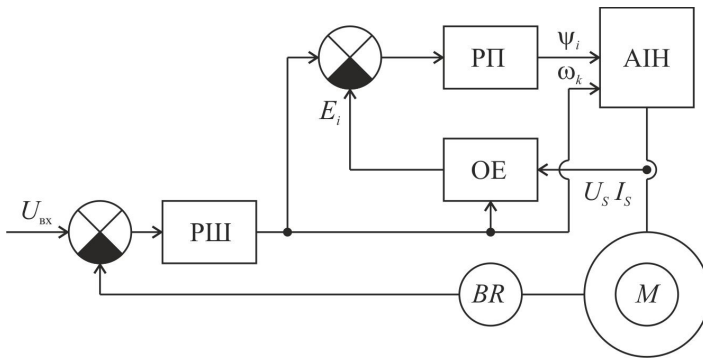
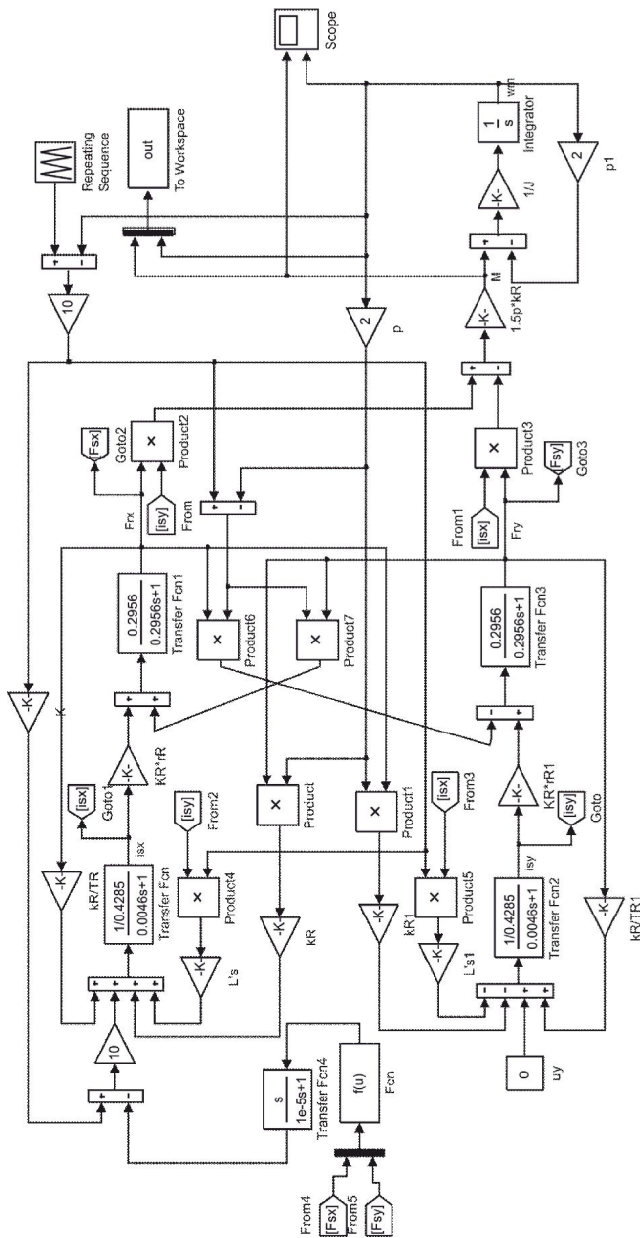


Рис. 3.5. Функціональна схема замкнених асинхронних систем з частотним керуванням:

РШ – регулятор швидкості; РП – регулятор потоку; ОЕ – обчислювач ЕРС;
 BR – датчик швидкості; АІН – автономний інвертор напруги;
 М – асинхронний електродвигун

Розглянемо частотну систему, що забезпечує підтримку постійного потокозчеплення ротора ($\bar{\psi}_R = \text{const}$). Модель такої систем показано на рис. 3.6.

Перехідні процеси при лінійному наростанні та зменшенні вхідного сигналу та моменту, пропорційному швидкості обертання машини, показані на рис. 3.7.



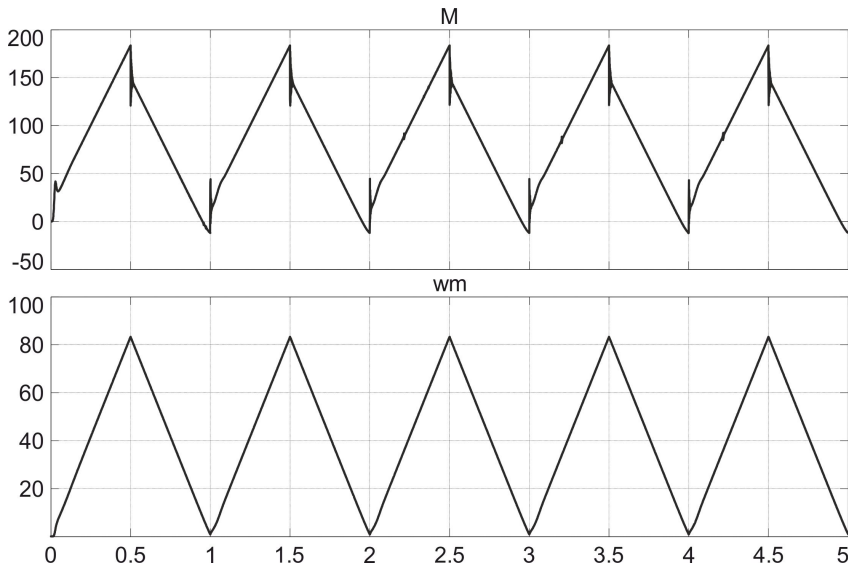


Рис. 3.7. Перехідні процеси в замкненій асинхронній системі з частотним керуванням

У цій системі реалізований зворотний зв'язок за потокозчепленням ротора, за допомогою обчислювача потоку (ОП), регулятора потоку (РП) та зворотного зв'язку за швидкістю.

Складність побудови систем зі стабілізацією відповідного потоку полягає в необхідності обчислення відповідної ЕРС.

Питання для підготовки до захисту

1. Закони керування в розімкнених асинхронних системах з частотним керуванням.
2. Функціональна схема асинхронного електропривода з частотним керуванням.
3. Схема заміщення АКЗ у сталому режимі.
4. Основні закони частотного керування в замкнених асинхронних системах.
5. Функціональна схема замкненої асинхронної системи з частотним керуванням.
6. Модель замкненої асинхронної системи з частотним керуванням і постійним потокозчепленням ротора.

Лабораторна робота № 4

Дослідження частотно-струмового електропривода зі скалярним керуванням

Мета роботи: дослідити роботу частотно-струмового електропривода зі скалярним керуванням.

Як і в системах постійного струму, силовий регулятор у системах змінного струму може бути охоплений релейним зворотним зв'язком. У цьому разі силовий регулятор представляє собою джерело струму. Розглянемо властивості АКЗ при живленні від джерела струму.

При реалізації в системі релейних струмових контурів АКЗ керується від джерела струму, змінними режиму в цьому випадку стають струми статора [1]:

$$k_R R_R i_{Sx} = \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + S \psi_{Rx} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Ry},$$

$$k_R R_R i_{Sy} = \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + S \psi_{Ry} + (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Rx},$$

$$m = 1,5 \rho k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \quad (4.1)$$

$$J s \omega_m = M - M_H.$$

Якщо як базовий вектор прийняти вектор струму статора \bar{i}_s і сумістити його з віссю x системи координат, то система рівнянь (4.1) перепишеться у вигляді:

$$k_R R_R i_{Sx} = \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + S \psi_{Rx} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Ry},$$

$$0 = \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + S \psi_{Rx} - (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Ry},$$

$$m = 1,5 \rho k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \quad (4.2)$$

$$Js \omega_m = M - M_H.$$

Структура АКЗ, побудована за рівняннями (4.2), представлена на рис. 4.1. У цій структурі струм статора і частота, будучи змінними режиму, можуть змінюватися незалежно один від одного.

Математичний опис АКЗ в обертовій системі координат, суміщений з вектором струму, є основою для синтезу асинхронних систем з частотно-струмовими способами керування.

Якщо за базовий вектор прийняти вектор потокозчеплення ротора і поєднати вектор $\bar{\psi}_R$ з віссю x обертової системи координат, то слід прийняти $\psi_{Ry} = 0$. При живленні статорних обмоток від джерел струму рівняння (4.1) приймають вигляд:

$$k_R R_R i_{Sx} = \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + S \psi_{Rx},$$

$$k_R R_R i_{Sy} = (\omega_k - \rho \omega_m) \psi_{Rx},$$

$$m = 1,5 \rho k_R \psi_{Rx} i_{Sy}, \quad (4.3)$$

$$Js \omega_m = M - M_H.$$

Структура АКЗ в обертовій системі координат, суміщений з потокозчепленням ротора та керуванням від джерела струму, показана на рис. 4.2.

Слід зауважити, що при постійному сигналі i_{Sx} електромагнітний момент машини визначається тільки складовою струму статора i_{Sy} . У цьому випадку структура АКЗ повторює структуру двигуна постійного струму при керуванні з боку ланцюга якоря.

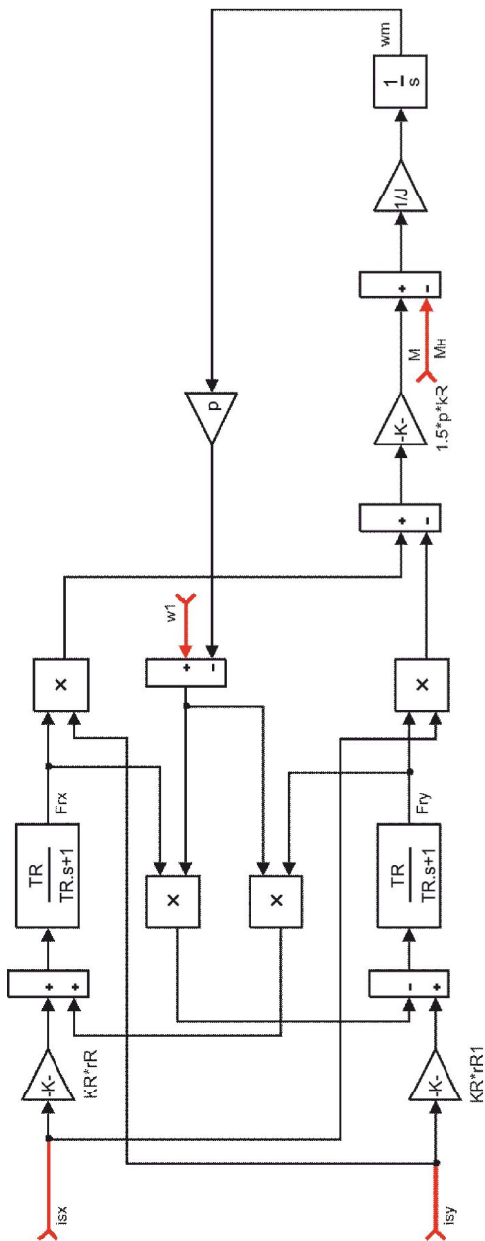


Рис. 4.1. Структура АКЗ при живленні від джерела струму з базовим вектором струму статора

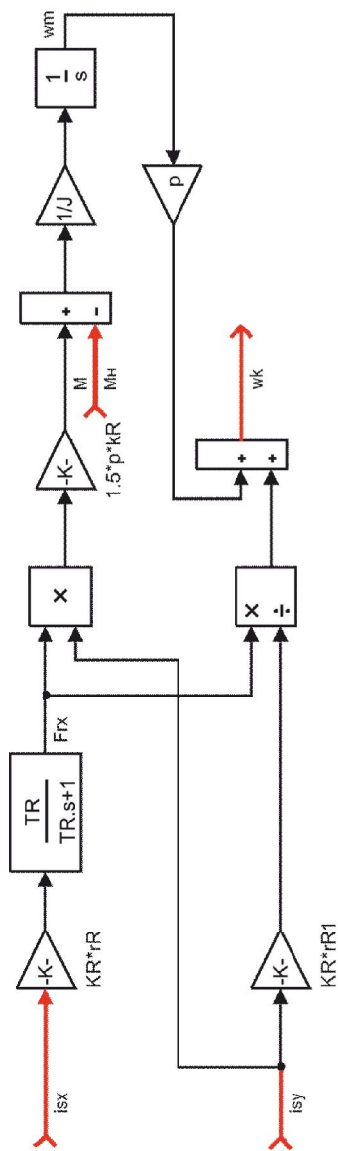


Рис. 4.2. Структурна схема АКЗ в обертovій системі координат при живленні від джерела струму з базовим вектором потокозчеплення ротора

Розглянемо частотно-струмовий спосіб керування системою з $\psi R = \text{const}$, який використовується при керуванні АКЗ від джерела струму. Значення струму статора, отримане зі схеми замкненої асинхронної системи з частотним керуванням та постійним потокозчепленням ротора [1]:

$$\bar{I}_S = \frac{j\omega_k \Psi_R}{x_m} (1 + j\beta_k \omega_k T_R), \quad (4.4)$$

звідки можна знайти залежність між скалярними значеннями струму статора, потокозчеплення ротора й абсолютним ковзанням:

$$I_S = \frac{\Psi_R}{L_m} \sqrt{1 + (\alpha_k T_R)^2}, \quad (4.5)$$

де $\alpha_k = \frac{\omega_k - \rho\omega}{\omega_k} \omega_k = \omega_k - \rho\omega_m$ – абсолютне ковзання.

Реалізація цієї залежності в замкненій системі показана на функціональній схемі (рис. 4.3). Сигнал на виході регулятора швидкості (РШ) підсумовується з кутовою електричною швидкістю ротора і ця сума визначає частоту на виході інвертора. Тому на виході регулятора швидкості сигнал пропорційний ковзанню. У нелінійному блоці (НБ) реалізована залежність (4.5). Релейний регулятор струму (РРС) надає автономному інвертору (АІ) властивості джерела струму. Модель розглянутої системи показана на рис. 4.4. Перехідні процеси, отримані на моделі, показані на рис. 4.5.

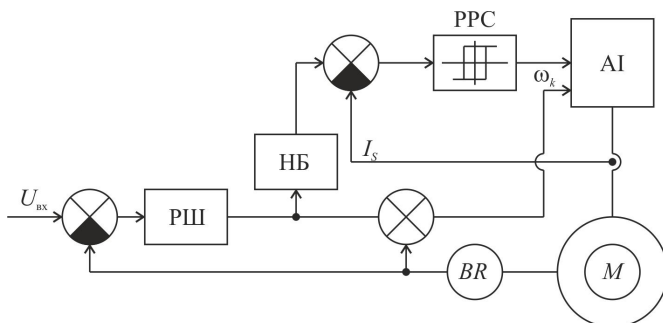


Рис. 4.3. Функціональна схема асинхронної системи з частотно-струмовим керуванням

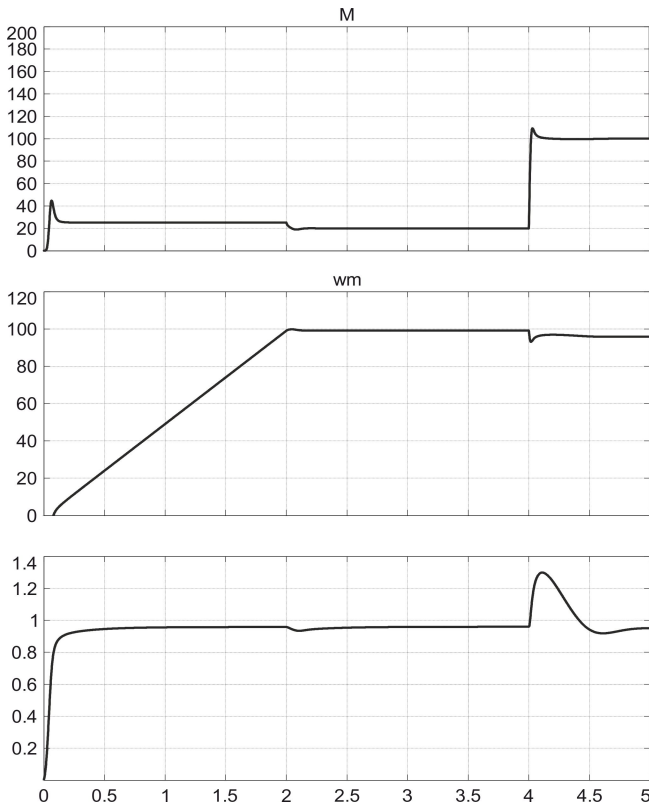


Рис. 4.5. Перехідні процеси у замкненій асинхронній частотно-струмовій системі

Питання для підготовки до захисту

1. Схема заміщення АКЗ в сталому режимі.
2. Основні закони частотного керування в замкнених асинхронних системах.
3. Функціональна схема асинхронного електропривода з частотно-струмовим керуванням.
4. Модель замкненої асинхронної системи з частотно-струмовим керуванням.

Лабораторна робота № 5

Побудова частотного електропривода з векторним керуванням

Мета роботи: дослідити роботу асинхронної системи разом з регуляторами швидкості та потоку, а також порівняти з моделлю еквівалентної системи постійного струму.

Математичний опис і структурна схема АКЗ при його живленні від джерела напруги для випадку, коли базовим вектором є вектор потокозчеплення ротора, наведені нижче [1]:

$$\begin{aligned}
 u_{Sx} &= r(1 + T'_S s)i_{Sx} - \omega_k L'_S i_{Sy} - \frac{k_R}{\hat{T}_R} \Psi_{Rx}, \\
 u_{Sy} &= r(1 + T'_S s)i_{Sy} + \omega_k L'_S i_{Sx} + k_R \rho \omega_m \Psi_{Rx}, \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + (\omega_k - \rho \omega_m) \Psi_{Rx}, \\
 m &= 1,5 \rho k_R \Psi_{Rx} i_{Sy}, \\
 Js \omega_m &= M - M_H,
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

звідки

$$\omega_k = \frac{k_R R_R i_{Sy}}{\Psi_{Rx}} + \rho \omega_m.
 \tag{5.2}$$

У цьому випадку, як це видно зі структурної схеми (рис. 5.1), АКЗ як об'єкт керування має два взаємопов'язаних канали: канал за складовою x , що визначає потокозчеплення ротора, і канал за складовою y , що визначає складову струму i_{Sy} .

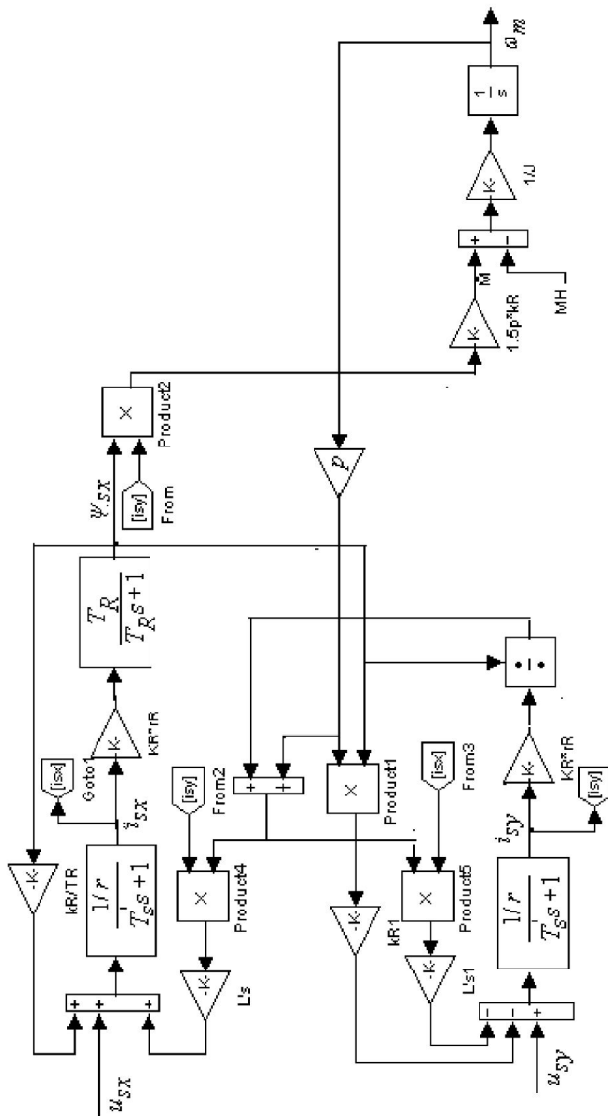


Рис. 5.1. Структурна схема АКЗ в обертovій системі координат при живленні від джерела напруги з базовим вектором потокозчеплення ротора

Якщо організувати керування так, щоб на виході каналу x підтримувати постійний сигнал, то потокозчеплення ротора буде постійним, а сигнал у каналі y визначатиме момент. У цьому випадку структурна схема АКЗ повторює структурну схему ДПС. Для такої реалізації необхідно в каналі x синтезувати регулятор потокозчеплення, на вході якого підтримувати постійний сигнал, а в каналі y синтезувати регулятори струму і швидкості.

Структурна схема замкненої частотної системи з векторним керуванням показана на рис. 5.2.

У каналі регулювання потокозчеплення ротора, як правило, $T_R \gg T'_S$, тому в якості регулятора потокозчеплення доцільно вибрати ПІ-регулятор з передавальною функцією $W_{p\psi}(s) = \frac{k_{p\psi}(T_R s + 1)}{T_R s}$, тоді для реалізації в цьому каналі оптимуму по модулю коефіцієнт посилення регулятора розраховується з умови

$$k_{p\psi} = \frac{r}{2T'k_r R_R k_{oc.\psi}}. \quad (5.3)$$

Розрахований таким чином ПІ-регулятор компенсує перехресні зв'язки в каналі x .

Для компенсації впливу перехресних зв'язків у каналі y слід також вибрати ПІ-регулятор з передавальною функцією $W_{pi}(s) = \frac{k_{pi}(T'_S s + 1)}{T'_S s}$.

Тоді передавальна функція замкненого струмового контуру в каналі y буде дорівнювати:

$$W_i(s) = \frac{1}{k_{oc.i}} \frac{1}{\frac{T'_S r}{k_{pi} k_{ai}} s + 1} \approx \frac{1}{k_{oc.i}} \quad (5.4)$$

при $k_{pi} \gg 1$.

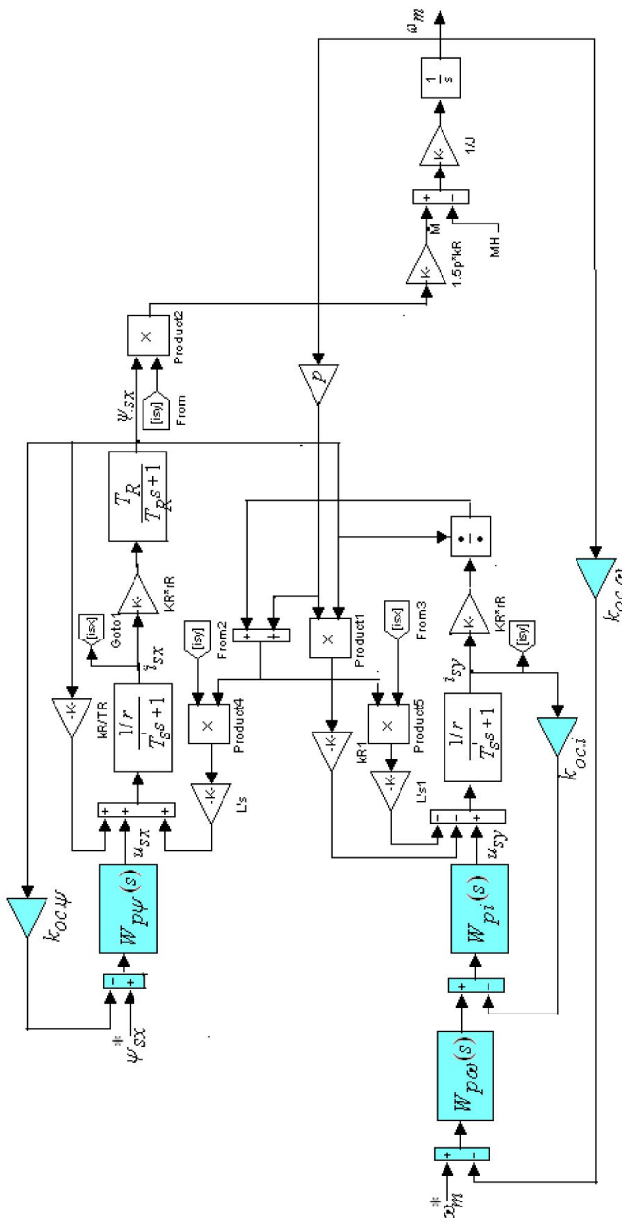


Рис. 5.2. Структурна схема замкненої асинхронної системи з векторним керуванням

При компенсованих перехресних зв'язках канал у, що відповідає за момент, повністю аналогічний системі постійного струму. Для надання цій системі астатизму за швидкістю необхідно вибрати ПІ-регулятор швидкості з передавальною функцією

$$W_{p\omega}(s) = \frac{k_{p\omega}(T_{p\omega}s + 1)}{T_{p\omega}s}. \quad (5.5)$$

Тоді передавальна функція системи по збурюючому впливу дорівнюватиме

$$\begin{aligned} W'(s) &= \frac{-k_{oc.i}}{1,5pk_R k_{oc.\omega} k_{p\omega}} \frac{T_{p\omega}s}{\frac{T_{p\omega}Jk_{oc.i}}{k_{oc.\omega} k_{p\omega}} s^2 + T_{p\omega}s + 1} \approx \\ &\approx \frac{-k_{oc.i}}{1,5pk_R k_{oc.\omega} k_{p\omega}} \frac{T_{p\omega}s}{T_{p\omega}s + 1} \end{aligned} \quad (5.6)$$

при $k_{p\omega} \gg 1$.

Провал швидкості при прикладенні моменту визначиться з виразу:

$$\Delta\omega_m = \frac{-k_{oc.i}}{1,5pk_R k_{oc.\omega} k_{p\omega}} \Delta M_H, \quad (5.7)$$

що може бути визначальним у виборі коефіцієнта посилення регулятора швидкості.

Модель асинхронної системи разом з регуляторами швидкості і потоку, розрахованими відповідно до викладеного вище, представлена на рис. 5.3. Тут же для порівняння поміщена модель еквівалентної системи постійного струму.

На рис. 5.4 показані результати моделювання системи "в малому". Перехідні процеси в системі "у великому" наведено на рис. 5.5. Порівняння результатів асинхронної системи з векторним керуванням і еквівалентної системи постійного струму показує їх повну ідентичність при малих і великих сигналах керування.

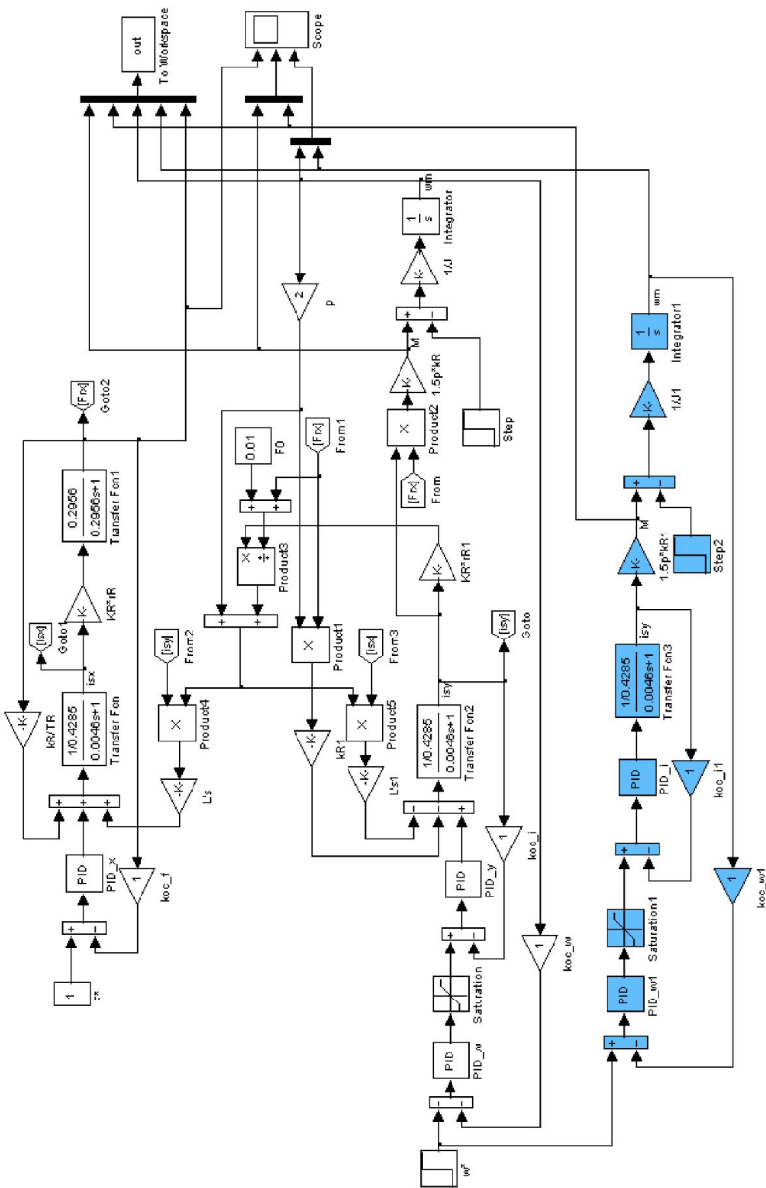


Рис. 5.3. Моделі асинхронної векторної системи та еквівалентної системи постійного струму

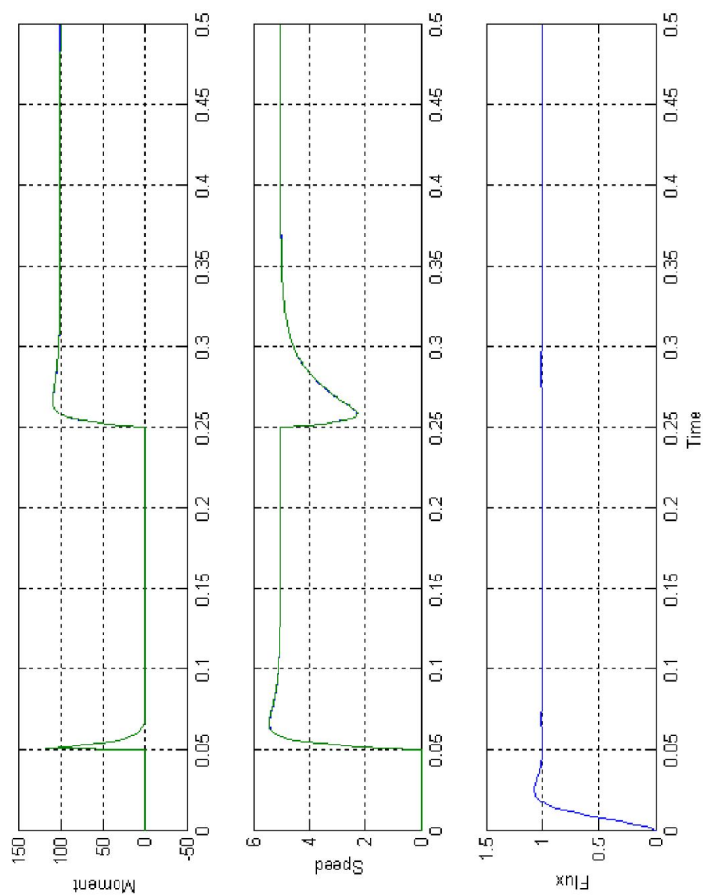


Рис. 5.4. Перехідні процеси "в малому" в замкненій асинхронній системі з векторним керуванням

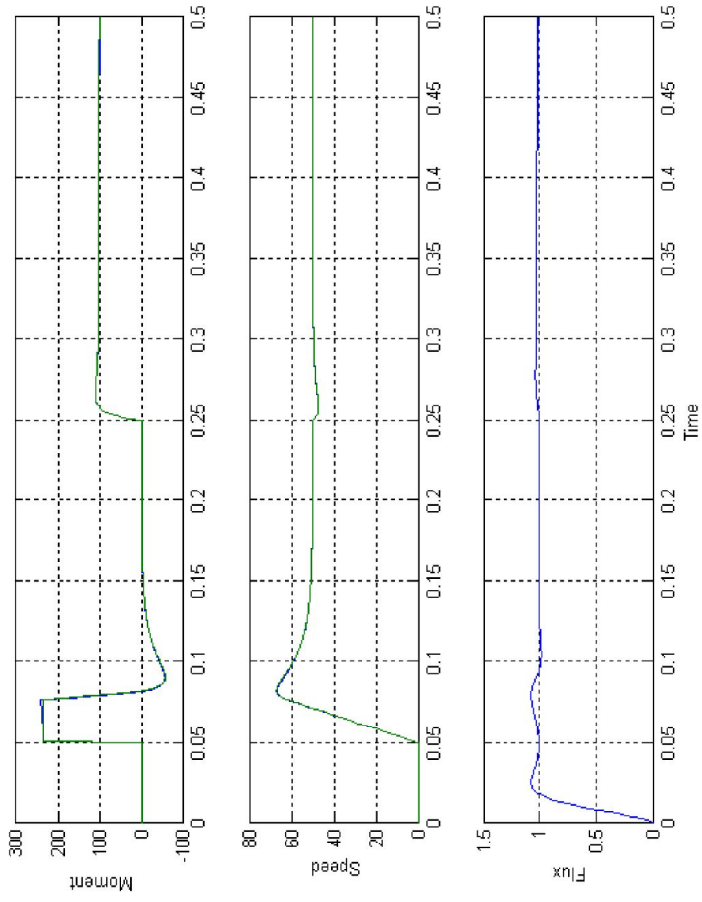


Рис. 5.5. Перехідні процеси "у великому" в замкненій асинхронній системі з векторним керуванням

Питання для підготовки до захисту

1. Структурна схема АКЗ при його живленні від джерела напруги для випадку, коли базовим вектором є вектор потокозчеплення ротора.
2. Структурна схема замкненої частотної системи з векторним керуванням.
3. Модель замкненої частотної системи з векторним керуванням.
4. Аналіз перехідних процесів у замкненій частотній системі з векторним керуванням.
5. Імітаційні моделі асинхронних систем у пакеті Sim Power System.

Лабораторна робота № 6

Побудова електропривода на базі вентильного двигуна

Мета роботи: дослідити віртуальну модель вентильного двигуна з безінерційним каналом "датчик положення ротора—перетворювач координат" та інвертором з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією.

Вентильні двигуни (ВД) (рис. 6.1) – це пристрої, в яких магнітоелектрична синхронна машина (СМ) з синусоїдальним розподілом магнітного поля в зазорі включена в замкнену систему з використанням датчика положення ротора (ДПР), перетворювача координат (ПК) і автономного інвертора (АІ).

Датчики положення ротора можна поділити на дві групи: безінерційні та інерційні. До першої групи належать імпульсні та цифрові ДПР. До другої – ДПР, виконані на обертових та індукційних трансформаторах і редуктосінах.

Для спрощення математичного опису ВД використовується система координат d - q , жорстко пов'язана з ротором. При цьому вісь d поєднується з напрямком магнітного поля ротора.

У такому випадку операторні рівняння, якими описуються електромагнітні та електромеханічні процеси у вентильному двигуні, мають вигляд

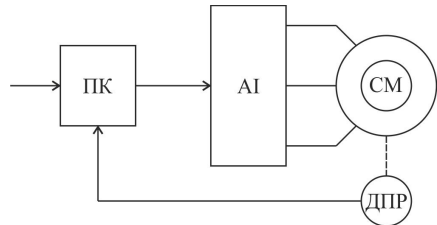


Рис. 6.1. Функціональна схема вентильного двигуна

$$U_d = R(T_d s + 1)i_d - \omega L_q i_q,$$

$$U_q = R(T_q s + 1)i_q - \omega L_d i_d + \Phi_0 \omega,$$

$$M = p \frac{m}{2} (\psi_0 i_q + (L_d - L_q) i_d i_q), \quad (6.1)$$

$$s\omega_m = \frac{1}{J}(M - M_H),$$

$$s\theta_m = \omega_m, \quad \omega = p\omega_m.$$

У рівняннях (1) U_q, U_d, i_q, i_d – проекції напруги та струму статора на осі; ψ_0 – проекція потокозчеплення ротора на вісь d ; $T_d = \frac{L_d}{R}$, $T_q = \frac{L_q}{R}$;

L_d, L_q – сталі часу та індуктивність обмотки статора по поздовжній і поперечній осях; R – опір статорної обмотки; $\omega_m, M, M_H, \theta_m$ – механічна кутова швидкість, електромагнітний момент, момент навантаження і механічний кут повороту вала; J – момент інерції ротора.

Структурна схема ВД, складена за рівняннями (6.1), наведена на рис. 6.2.

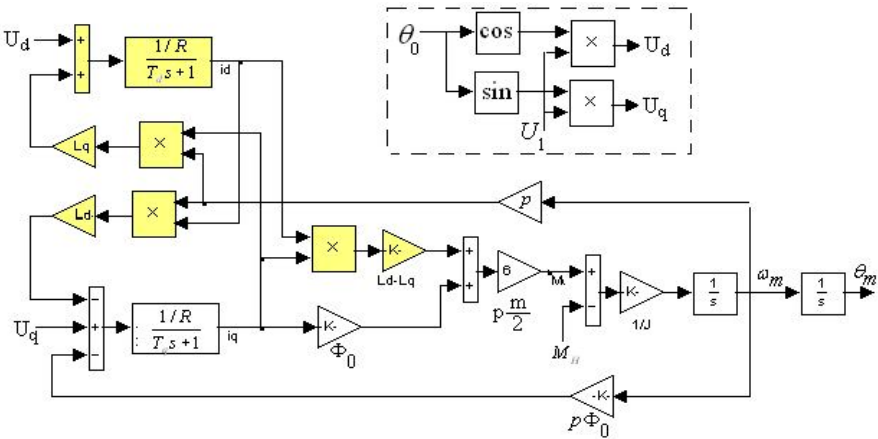


Рис. 6.2. Структурна схема ВД

Напруги U_d, U_q можна задавати незалежно один від одного, а можна їх значення пов'язати з початковою установкою датчика положення ротора, як це показано в пунктирній рамці на рис. 6.2. У цьому випадку напруги визначаються виразами:

$$U_d = u_1 K_{cp} \cos \theta_0 = U_1 \cos \theta_0, \quad U_q = u_1 K_{cp} \sin \theta_0 = U_1 \sin \theta_0. \quad (6.2)$$

У будь-якому разі в реверсивних системах реалізуються співвідношення $U_d = 0$, $U_q = U_1$.

Структуру ВД з незалежним завданням U_d , U_q називають двоканальною, структуру ВД, де напруги U_d , U_q залежать від початкової установки ДПР, – одноканальною.

Модель ВД в обертовій системі координат показана на рис. 6.3.

Перехідні процеси в моделі (див. рис. 6.3) представлені на рис. 6.4 і 6.5.

На рис. 6.4 представлені перехідні процеси при $U_1 = 20$ В, з яких випливає, що ВД може вважатися лінійною ланкою як за керуючим, так і за збурюючим впливами.

На рис. 6.5 представлені перехідні процеси при $U_1 = 200$ В, з яких випливає, що при великих сигналах ВД є нелінійною ланкою, де істотно проявляються перехресні зв'язки.

Віртуальна модель для дослідження ВД показана на рис. 6.6. Модель містить трифазну магнітоелектричну синхронну машину (Permanent Magnet Synchronous Machine), керовану від трифазного інвертора (Universal Bridge), блок керування інвертором (PWM Generator) і перетворювач координат $dq\text{-}abc$ (блоки Fcn, Fcn1, Fcn2), в якому реалізуються залежності:

$$\begin{aligned} u_A^* &= u_d^* \cos \theta + u_q^* \sin \theta, \\ u_B^* &= u_d^* \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + u_q^* \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right), \\ u_C^* &= u_d^* \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + u_q^* \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \quad (6.3)$$

У блоці Universal Bridge реалізується посилення вхідних сигналів відповідно до рівнянь:

$$u_A = K_{\text{cp}} u_A^*, \quad u_B = K_{\text{cp}} u_B^*, \quad u_C = K_{\text{cp}} u_C^*. \quad (6.4)$$

Перехідні процеси у ВД при амплітудному значенні першої гармоніки фазної напруги $U_1 = 20$ В і $U_1 = 200$ В показані на рис. 6.7 і 6.8.

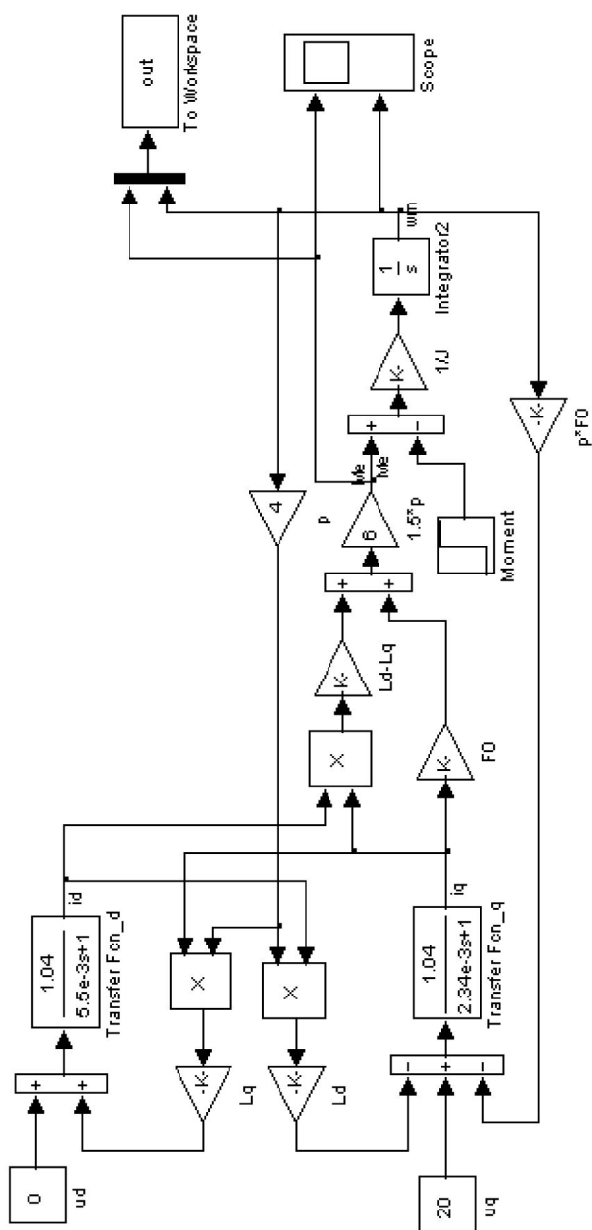


Рис. 6.3. Модель ВД в обертоній системі координат

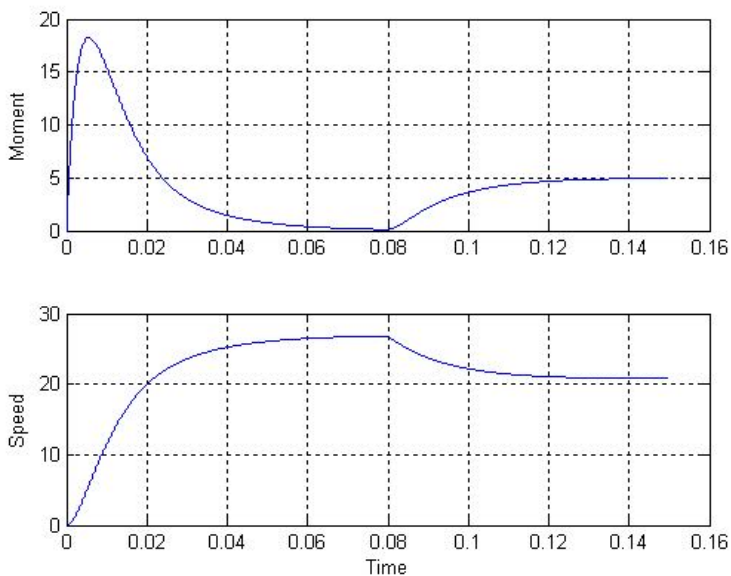


Рис. 6.4. Перехідні процеси у ВД при $U_1 = 20$ В

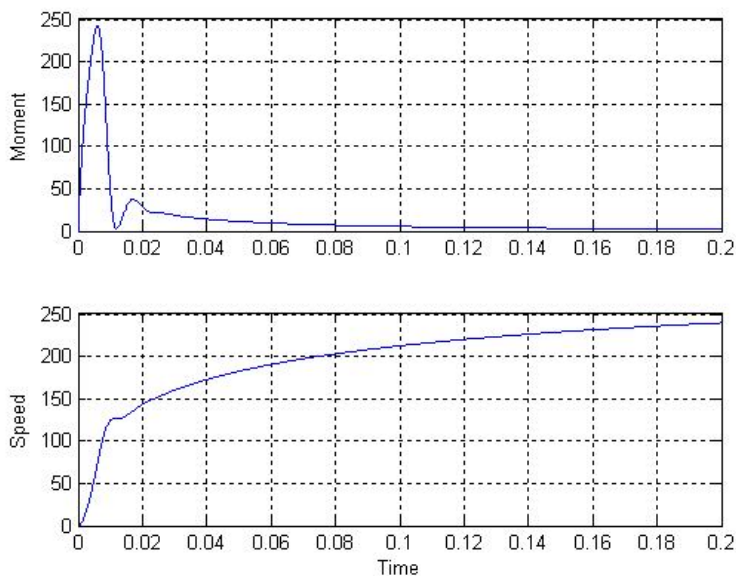


Рис. 6.5. Перехідні процеси у ВД при $U_1 = 200$ В

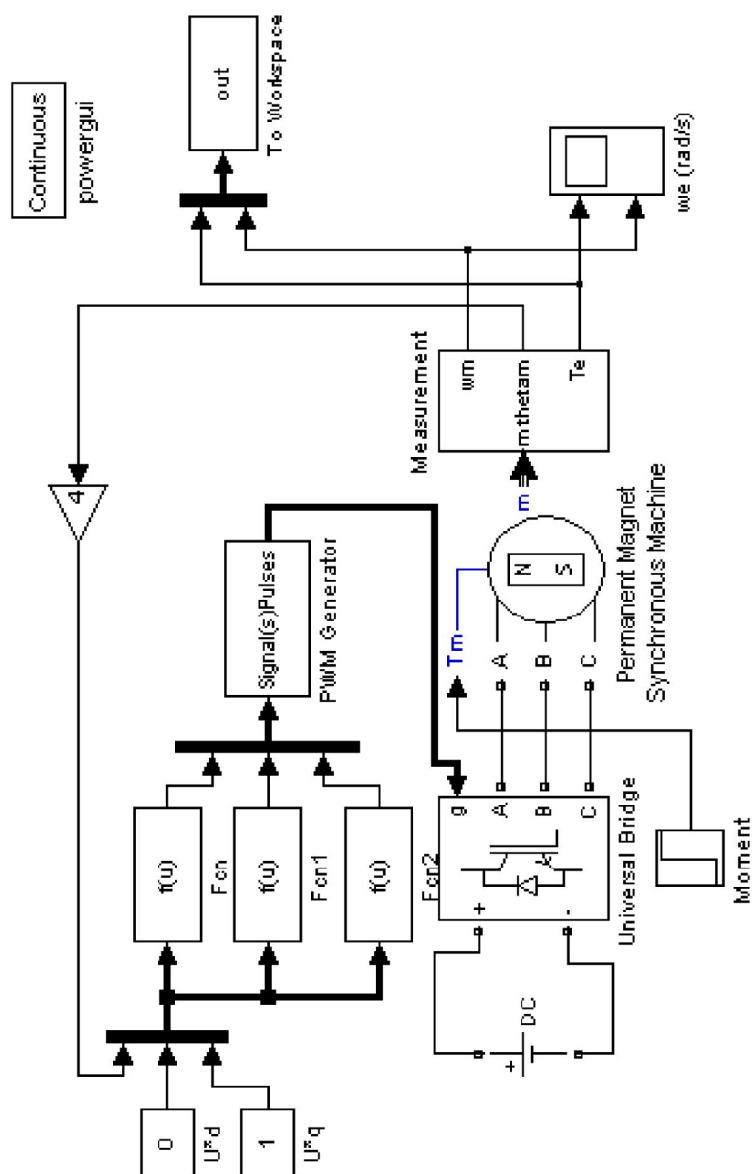


Рис. 6.6. Віртуальна модель ВД з безщітковим каналом ДПР-ПК

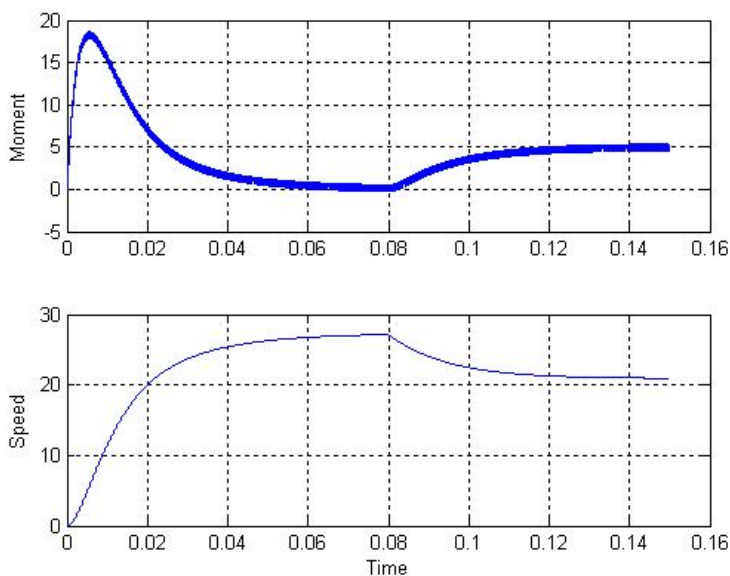


Рис. 6.7. Перехідні процеси у віртуальній моделі ВД при $U_1 = 20$ В

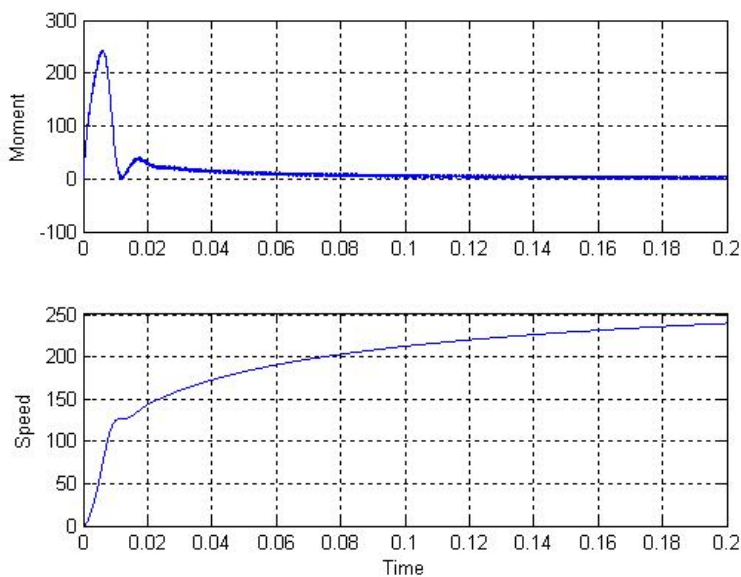


Рис. 6.8. Перехідні процеси у віртуальній моделі ВД при $U_1 = 200$ В

Процеси віртуальної моделі повторюють процеси, отримані на структурній моделі (див. рис. 6.4 і 6.5) з безінерційним каналом ДПР-ПК-АІ. Це свідчить про те, що запізнення, внесені АІ, не позначається на динамічних процесах у ВД.

Віртуальна модель ВД – це свого роду лабораторний стенд, на якому досліджуються не тільки динамічні характеристики ВД, але і статичні, електромагнітні, енергетичні та спектральні характеристики.

Як *статичні* розглянемо механічні ($\omega_m = f(M_H)$, $u_1 = \text{const}$) характеристики ВД, як *електромагнітні* – залежності струму в ланцюзі живлення інвертора і струму живлення двигуна від швидкості обертання (I_{dc} , $I_1 = f(\omega_m)$), як *енергетичні* – залежності потужності в ланцюзі живлення інвертора, повної та активної потужності на виході інвертора від потужності на валу двигуна (P_{dc} , P_1 , $S_1 = f(P_m)$), зі *спектральних* характеристик розглянемо спектри напруги та струму на виході інвертора.

Модель для дослідження всіх перерахованих характеристик показана на рис. 6.9.

Дослідження усталених режимів у моделі реалізовано шляхом формування лінійно наростаючого моменту на валу ВД (блок M_H) після закінчення перехідного процесу. Для цього протягом 0,2 с момент на валу дорівнює нулю. За цей час закінчується перехідний процес і швидкість ВД досягає значення швидкості холостого ходу. Протягом наступних 0,2 с момент плавно наростає від нуля до 100 Н·м. Результати моделювання в цьому проміжку часу записуються в робочий простір MATLAB блоком To Workspace з подальшим розрахунком усіх перерахованих характеристик.

Результати розрахунку експортуються в Excel для побудови цих характеристик.

Механічна характеристика ВД показана на рис. 6.10.

Електромагнітні та енергетичні характеристики показані на рис. 6.11. Ці характеристики служать основою для проектування інвертора і джерела живлення. Зауважимо, що на енергетичних характеристиках майже не видно різницю в потужності на виході інвертора і в його джерелі живлення.

Спектральні характеристики напруги та струму на виході інвертора знімаються в сталому режимі при постійному моменті навантаження на валу ВД з використанням блоків Scope і Powergui. На рис. 6.12 показана вихідна лінійна напруга інвертора та його спектр, а на рис. 6.13 – струм на виході інвертора і його спектр.

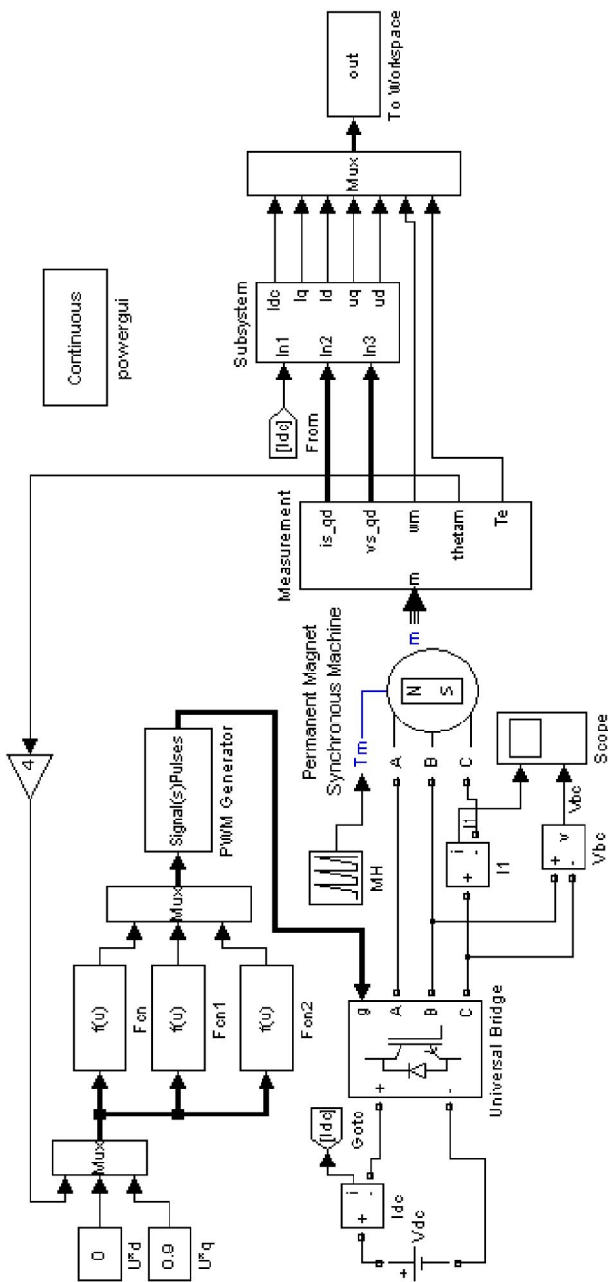


Рис. 6.9. Модель для дослідження статичних характеристик ВД

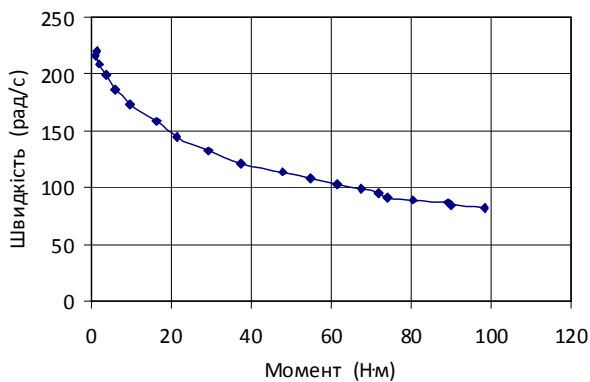


Рис. 6.10. Механічна характеристика ВД

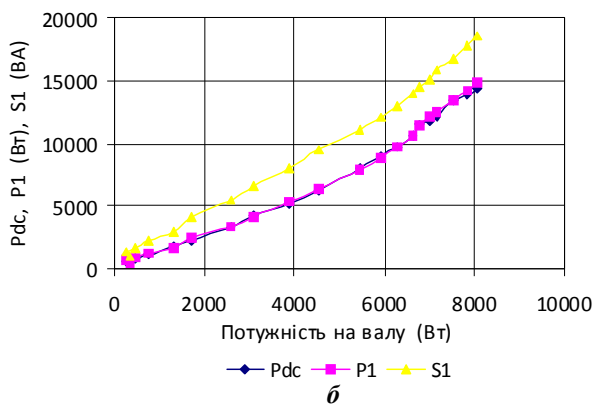
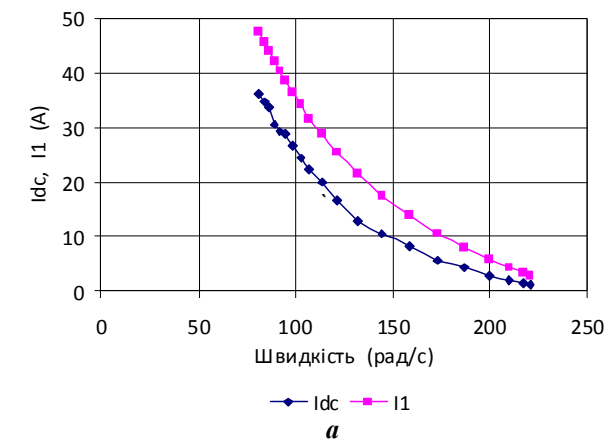


Рис. 6.11. Електромагнітні (а) та енергетичні (б) характеристики ВД

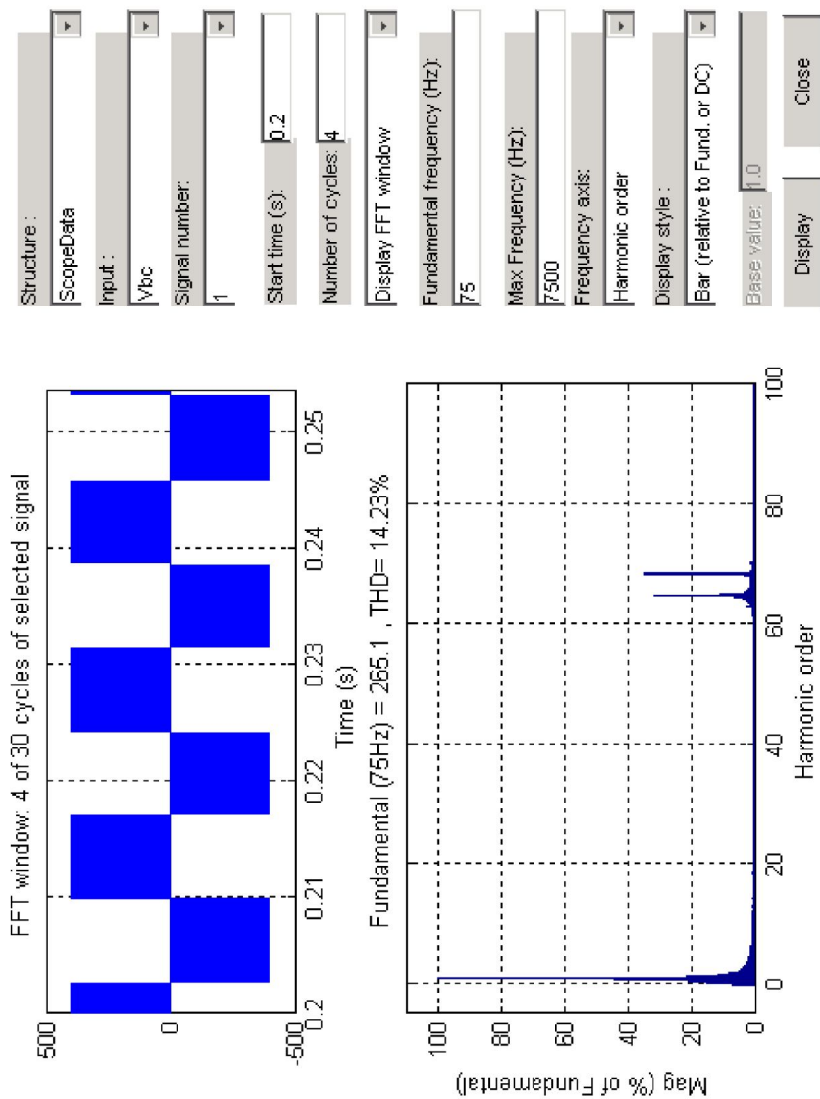


Рис. 6.12. Форма і спектр лінійної напруги живлення ВД

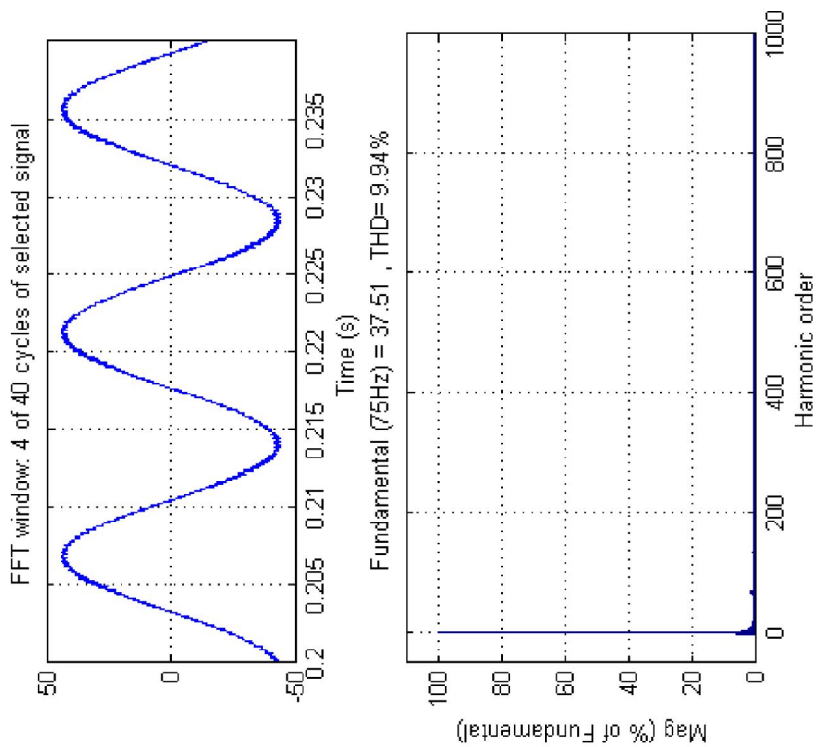


Рис. 6.13. Форма і спектр струму у фазі ВД

Питання для підготовки до захисту

1. Функціональна схема системи з вентильним двигуном.
2. Математичний опис вентильного двигуна в обертовій системі координат з безінерційним каналом ДПР-ПК.
3. Математичний опис вентильного двигуна в обертовій системі координат з інерційним каналом ДПР-ПК.
4. Датчики положення ротора і перетворювачі координат у системах з ВД.
5. Модель ВД з безінерційним каналом ДПР-ПК.
6. Статичні характеристики системи з ВД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Герман-Галкин, С. Г.** Matlab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК [Текст] / С. Г. Герман-Галкин. – СПб. : Корона. Век, 2008. – 368 с.
2. **Черных, И. В.** Моделирование электротехнических устройств в MATLAB. SimPowerSystems и Simulink [Текст] / И. В. Черных. – М. : ДМК Пресс, 2007. – 288 с.

ЗМІСТ

Вступ	3
<i>Лабораторна робота № 1. Моделювання мостового широтно-імпульсного перетворювача з почерговим законом керування в установлених режимах</i>	<i>4</i>
<i>Лабораторна робота № 2. Моделювання системи з автономним інвертором</i>	<i>13</i>
<i>Лабораторна робота № 3. Побудова асинхронного електропривода з частотним керуванням</i>	<i>21</i>
<i>Лабораторна робота № 4. Дослідження частотно-струмового електропривода зі скалярним керуванням</i>	<i>30</i>
<i>Лабораторна робота № 5. Побудова частотного електропривода з векторним керуванням</i>	<i>37</i>
<i>Лабораторна робота № 6. Побудова електропривода на базі вентильного двигуна</i>	<i>46</i>
Список літератури	59